



TUGAS AKHIR - TE 141599

**PERBAIKAN FAKTOR DAYA PADA PENGATURAN
KECEPATAN MOTOR *BRUSHLESS* DC MENGGUNAKAN
*BRIDGELESS ISOLATED-CUK CONVERTER***

Friskarine Gity Cladella
NRP 2213100065

Dosen Pembimbing
Heri Suryoatmojo, S.T., M.T., Ph.D
Vita Lystianingrum Budiharto Putri, S.T., M.Sc., Ph.D

DEPARTEMEN TEKNIK ELEKTRO
Fakultas Teknologi Elektro
Institut Teknologi Sepuluh November
Surabaya 2017



FINAL PROJECT- TE 141599

**POWER FACTOR CORRECTION (PFC) ON BRUSHLESS
DC MOTOR SPEED DRIVE USING BRIDGELESS
ISOLATED-CUK CONVERTER**

Friskarine Gity Cladella
NRP 2213100065

Advisor
Heri Suryoatmojo, S.T., M.T., Ph.D
Vita Lystianingrum Budiharto Putri, S.T., M.Sc., Ph.D

DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING
Faculty of Electrical Technology
Institut Teknologi Sepuluh November
Surabaya 2017

PERNYATAAN KEASLIAN TUGAS AKHIR

Dengan ini saya sebagai penulis menyatakan bahwa isi sebagian maupun keseluruhan Tugas Akhir saya dengan judul **“Perbaikan Faktor Daya pada Pengaturan Kecepatan Motor *Brushless* DC Menggunakan *Bridgeless Isolated-Cuk Converter*”** adalah benar-benar hasil karya intelektual mandiri, diselesaikan tanpa menggunakan bahan-bahan yang tidak diijinkan dan bukan karya pihak lain yang saya akui sebagai karya sendiri.

Semua referensi yang dikutip maupun dirujuk telah ditulis secara lengkap pada daftar pustaka. Apabila ternyata pernyataan ini tidak benar, saya bersedia menerima sanksi sesuai peraturan yang berlaku.

Surabaya, Juli 2017

Friskarine Gity Cladella
NRP. 2213100065

**PERBAIKAN FAKTOR DAYA PADA PENGATURAN
KECEPATAN MOTOR *BRUSHLESS* DC
MENGUNAKAN *BRIDGELESS ISOLATED-CUK*
CONVERTER**

TUGAS AKHIR

Diajukan untuk Memenuhi Sebagian Persyaratan
Untuk Memperoleh Gelar Sarjana Teknik
Pada

Bidang Teknik Sistem Tenaga
Departemen Teknik Elektro
Institut Teknologi Sepuluh Nopember

Menyetujui:

Dosen Pembimbing I



Dosen Pembimbing II



20.7.2017

Heri Suryatmojo S.T., M.T., Ph. D Vita Lystianingrum, S.T., M.Sc., Ph.D
NIP 19800603 200604 1 003 NIP. 19820829 200604 2 001



PERBAIKAN FAKTOR DAYA PADA PENGATURAN KECEPATAN MOTOR *BRUSHLESS* DC MENGUNAKAN *BRIDGELESS ISOLATED-CUK CONVERTER*

Friskarine Gity Cladella
2213100065

Dosen Pembimbing 1 : Heri Suryoatmojo, S.T., M.T., Ph.D

Dosen Pembimbing 2 : Vita Lystianingrum, S.T., M.Sc., Ph.D

ABSTRAK

Keuntungan seperti efisiensi tinggi, rasio inersia/torsi tinggi, jangkauan pengaturan kecepatan yang besar dan rendahnya *electro-magnetic interference* (EMI) menjadi alasan motor *brushless* DC (BLDC) menjadi pilihan yang tepat dalam banyak aplikasi dikehidupan sehari-hari seperti pada peralatan rumah tangga, industri dan kesehatan. Motor BLDC terdiri dari belitan 3 fasa pada stator dan magnet permanen pada rotornya. Sebuah voltage source inverter (VSI) digunakan untuk menciptakan komutasi listrik yang didasarkan pada posisi rotor. Komponen inverter pada VSI menyebabkan tingginya THD (*Total Harmonic Distortion*) yang berpengaruh pada buruknya nilai PF (*Power Factor*). Pada tugas akhir ini akan dilakukan penelitian mengenai penggunaan *Bridgeless Isolated-Cuk Converter* untuk mengurangi efek buruk harmonisa terhadap *power factor*. *Bridgeless Isolated-Cuk Converter* dipilih karena dapat dioperasikan dalam berbagai jangkauan kontrol kecepatan serta torsi beban selain itu juga dapat digunakan untuk memperbaiki faktor daya dari 0.171 menjadi 0.999753.

Kata Kunci: *Motor Brushless DC, Front-End Diode Bridge Rectifier Elimination, Isolated Cuk Converter, Power Factor Correction, Kontrol Kecepatan.*

Halaman ini sengaja dikosongkan

POWER FACTOR CORRECTION (PFC) ON BRUSHLESS DC MOTOR SPEED DRIVE USING BRIDGELESS ISOLATED-CUK CONVERTER

Friskarine Gity Cladella
2213100065

1st Advisor : Heri Suryoatmojo, S.T., M.T., Ph.D
2nd Advisor : Vita Lystianingrum, S.T., M.Sc., Ph.D

ABSTRACT

Advantages such as high efficiency, high ratio inertia/torque, wide range of speed control and low electro-magnetic interference (EMI) are the reasons for brushless DC motors (BLDC) to be the right choice in many daily life applications such as household appliances, industry and medical equipment. The BLDC motor consists of three phase windings on the stator and a permanent magnet on the rotor. A voltage source inverter (VSI) is used to create electrical commutations based on the rotor position. The inverter component of VSI causes high THD (Total Harmonic Distortion) which affects the poor value of PF (Power Factor). In this final project will be conducted research on the ability of Bridgeless Isolated-Cuk Converter to reduce the side effect of harmonics on power factor. Bridgeless Isolated-Cuk Converter is chosen because it can be operated in various range of speed control and also voltage source can also be used to improve power factor from 0.171 to 0.999753.

Key Words : Brushless DC motor, *Front-End Diode Bridge Rectifier Elimination*, Isolated Cuk Converter, PFC, Speed Control.

Halaman ini sengaja dikosongkan

KATA PENGANTAR

Puji syukur dipanjatkan kepada Tuhan Yang Maha Esa atas rahmat, taufik, dan hidayah-Nya, sehingga tugas akhir ini dapat terselesaikan dengan baik. Penulis dapat menyelesaikan tugas akhir yang bersifat penelitian ilmiah yang berjudul **Perbaikan Faktor Daya pada Pengaturan Kecepatan Motor *Brushless* DC Menggunakan *Bridgeless Isolated-Cuk Converter*** selama satu semester sebagai aplikasi ilmu serta persyaratan menyelesaikan pendidikan Sarjana pada Bidang Studi Teknik Sistem Tenaga, Jurusan Teknik, Elektro, Fakultas Teknologi Industri, Institut Teknologi Sepuluh Nopember.

Penulis menyadari bahwa kegiatan dan buku tugas akhir ini dapat terselesaikan atas bantuan banyak pihak. Oleh karena itu, penulis ingin mengucapkan terima kasih kepada:

1. Allah SWT. atas segala limpahan rahmat dan hidayahnya.
2. Orang tua saya, Bapak Ir. Sugiarto, M.T dan Ibu Dra. Arif Susilowati serta kakak saya Echa Gity Amalia, S.T yang senantiasa menemani, mendoakan dan memberikan dorongan, baik moral maupun material dalam penyelesaian buku tugas akhir ini.
3. Bapak Heri Suryoatmojo, S.T., M.T., Ph.D dan Ibu Vita Lystianingrum Budiharto Putri, S.T., M.Sc., Ph.D selaku dosen pembimbing yang telah banyak memberikan masukan serta bimbingan sehingga penelitian dan buku tugas akhir ini dapat diselesaikan dengan baik.
4. Muhammad Faiz Afif yang telah memberikan dukungan moril dan senantiasa menyemangati untuk segera menyelesaikan tugas akhir.
5. Seluruh asisten Laboratorium Konversi Energi dan teman-teman e53 yang selalu memberikan semangat dan doa serta bantuan dalam penyelesaian tugas akhir ini.

Penulis pun memohon maaf atas segala kekurangan pada Tugas Akhir ini. Semoga tugas akhir ini dapat memberikan manfaat dan informasi dikemudian hari bagi mahasiswa Teknik Elektro ITS pada khususnya dan seluruh pembaca pada umumnya.

Surabaya, Juli 2017

Penulis

Halaman ini sengaja dikosongkan

DAFTAR ISI

HALAMAN JUDUL	
LEMBAR PERNYATAAN	
LEMBAR PENGESAHAN	
ABSTRAK	i
ABSTRACT	iii
KATA PENGANTAR	v
DAFTAR ISI	vii
TABLE OF CONTENTS	xi
DAFTAR GAMBAR	xv
DAFTAR TABEL	xix

BAB 1 PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang Masalah	1
1.2 Perumusan Masalah	2
1.3 Batasan Masalah	3
1.4 Tujuan	3
1.5 Metodologi	3
1.6 Sistematika Penulisan	5
1.7 Relevansi atau Manfaat	5

BAB 2 DASAR TEORI PENGATURAN KECEPATAN MOTOR BLDC

2.1 Motor <i>Brushless</i> DC	7
2.1.1 Prinsip Kerja Motor <i>Brushless</i> DC	9
2.1.2 Rangkaian Ekuivalen Motor <i>Brushless</i> DC	10
2.1.3 Komutasi Elektris pada Motor <i>Brushless</i> DC	12
2.2 Bridgeless Isolated-Cuk Converter	16
2.2.1 <i>High Frequency Transformer</i> (HFT)	17
2.2.2 Mode Operasi <i>Bridgeless Isolated-Cuk Converter</i>	18
2.2.3 Analisa Komponen Induktor <i>Input</i> ($L_{i1,2}$)	21
2.2.4 Analisa Komponen Induktor <i>Output</i> ($L_{o1,2}$)	22
2.2.5 Analisa Komponen Induktansi Magnetik HFT ($L_{m1,2}$)	23
2.2.6 Analisa Komponen Kapasitor <i>Intermediate Input</i> ($C_{11,12}$)	24
2.2.7 Analisa Komponen Kapasitor <i>Intermediate Output</i> ($C_{21,22}$)	25
2.2.8 Analisa Komponen Kapasitor DC Link (C_d)	26

2.3 Bridgeless Rectifier	26
2.4 Inverter Tiga Fasa.....	28
2.5 Filter DC.....	30
2.5.1 Kapasitor Filter (C_{max}).....	30
2.5.2 Induktor Filter (L_{req})	31
2.6 Korelasi Antara Power Factor dengan Harmonisa	31
2.7 Sistem Kontrol Otomatis	33
2.7.1 Kontroler Proporsional.....	33
2.7.2 Kontroler Integral.....	34
2.7.3 Kontroler Derivatif.....	34

BAB 3 PENGATURAN KECEPATAN MOTOR BLDC BERBASIS BRIDGELESS ISOLATED-CUK CONVERTER

3.1 Konfigurasi Sistem Pengaturan Kecepatan Motor BLDC	35
3.2 Pemodelan Kontrol VSI Berbasis Sensor <i>Hall-Effect</i>	37
3.3 Perancangan <i>Bridgeless Isolated-Cuk Converter</i>	39
3.3.1 Perhitungan Nilai Induktor <i>Input</i> ($L_{i1,2}$)	40
3.3.2 Perhitungan Nilai Induktor <i>Output</i> ($L_{o1,2}$).....	42
3.3.3 Perhitungan Nilai Induktansi Magnetik HFT ($L_{m1,2}$).....	44
3.3.4 Perhitungan Nilai Kapasitor <i>Intermediate input</i> ($C_{11,12}$)...45	
3.3.5 Perhitungan Nilai Kapasitor <i>Intermediate output</i> ($C_{21,22}$).....47	
3.3.6 Perhitungan Nilai Kapasitor DC Link (C_d).....	49
3.4 Perancangan Filter DC	50
3.4.1. Perhitungan Nilai Komponen Filter C (C_{max})	50
3.4.2. Perhitungan Nilai Komponen Filter L (L_{req}).....	51
3.5 Sistem <i>Switching</i> Konverter untuk Kontrol Kecepatan Motor dan PFC.....	52
3.5.1. Metode <i>Average Current Control</i>	52
3.5.2. Metode <i>Hysteresis Current Control</i>	55
3.6 Perancangan Motor BLDC Konvensional	56

BAB 4 ANALISIS PERFORMANSI SISTEM KECEPATAN BERBASIS BRIDGELESS ISOLATED-CUK CONVERTER

4.1 Analisis Kerja VSI Berbasis Sensor <i>Hall-Effect</i>	59
4.2 Gelombang Tegangan dan Arus Motor	61
4.3 Analisa Motor BLDC Konvensional	62
4.4 Analisis Kontrol Kecepatan Menggunakan <i>Bridgeless Isolated Cuk Converter</i> dan Pengaruhnya Terhadap THD serta PF Sumber	67

4.4.1 Analisis Kerja <i>Bridgeless Isolated-Cuk Converter Mode</i> CCM dan DCM pada L_o	68
4.4.2 Analisis Kerja <i>Bridgeless Isolated-Cuk Converter Mode</i> CCM dengan Metode <i>Average Current Control</i>	70
4.4.3 Analisis Kerja <i>Bridgeless Isolated-Cuk Converter Mode</i> DCM dengan Metode <i>Average Current Control</i>	72
4.4.4 Analisis Kerja <i>Bridgeless Isolated-Cuk Converter Mode</i> CCM dengan Metode <i>Hysterisis Current Control</i>	76
4.4.5 Analisis Kerja <i>Bridgeless Isolated-Cuk Converter Mode</i> DCM dengan Metode <i>Hysterisis Current Control</i>	78
4.5 Analisis Daya pada Konverter	81

BAB 5 PENUTUP

1.1. Kesimpulan.....	85
1.2. Saran	85

DAFTAR PUSTAKA	87
-----------------------------	----

LAMPIRAN	89
-----------------------	----

RIWAYAT HIDUP	91
----------------------------	----

Halaman ini sengaja dikosongkan

TABLE OF CONTENTS

TITLE PAGE

STATEMENT OF AUTHENTICITY SHEET

APPROVAL SHEET

ABSTRACT (IND).....	i
ABSTRACT (ENG).....	iii
PREFACE.....	v
TABLE OF CONTENTS (IND).....	vii
TABLE OF CONTENTS (ENG)	xi
ILLUSTRATIONS.....	xv
TABLES.....	xix

CHAPTER 1 INTRODUCTION

1.1 Background of Problems	1
1.2 Problems	2
1.3 Limitations	3
1.4 Objectives	3
1.5 Methodology.....	3
1.6 Writing Schematics.....	5
1.7 Relevance or Benefits	5

CHAPTER 2 BASIC THEORY OF BLDC MOTOR SPEED DRIVE

2.1 <i>Brushless</i> DC Motor	7
2.1.1 Brushless DC Motor Basic Principle.....	9
2.1.2 Brushless DC Motor Equivalent Circuit.....	10
2.1.3 Electric Commutation on Brushless DC Motor	12
2.2 Bridgeless Isolated-Cuk Converter	16
2.2.1 High Frequency Transformer (HFT).....	17
2.2.2 Bridgeless Isolated-Cuk Converter Operation Mode	18
2.2.3 Analysis of Input Inductor Component ($L_{i1,2}$).....	21
2.2.4 Analysis of Output Inductor Component ($L_{o1,2}$)	22
2.2.5 Analysis of Magnetizing Inductance of HFT Component ($L_{m1,2}$)	23
2.2.6 Analysis of Input Intermediate Capacitor Component ($C_{i1,12}$)	24
2.2.7 Analysis of Output Intermediate Capacitor Component ($C_{o1,22}$)	25

2.2.8 Analysis of DC Link Capacitor Component (C_d)	26
2.3 Bridgeless Rectifier	26
2.4 Three Phase Inverter.....	28
2.5 DC Filter.....	30
2.5.1 Filter Capacitor (C_{max}).....	30
2.5.2 Filter Inductor (L_{req})	31
2.6 Correlation Between Power Factor With Harmonic.....	31
2.7 Automatic Control System	33
2.7.1 Proportional Controller	33
2.7.2 Integral Controller.....	34
2.7.3 Derivative Controller	34

CHAPTER 3 BLDC MOTOR SPEED DRIVE WITH *BRIDGELESS ISOLATED-CUK CONVERTER*

3.1 BLDC Motor Speed Drive Configuration	35
3.2 VSI Control with Hall-Effect Sensor.....	37
3.3 Bridgeless Isolated-Cuk Converter Modelling	39
3.3.1 Input Inductor Component Calculation ($L_{i1,2}$)	40
3.3.2 Output Inductor Component Calculation ($L_{o1,2}$)	42
3.3.3 Magnetizing Inductance of HFT Component Calculation ($L_{m1,2}$)	44
3.3.4 Input Intermediate Capacitor Component Calculation ($C_{11,12}$).....	45
3.3.5 Output Intermediate Capacitor Component Calculation ($C_{21,22}$).....	47
3.3.6 DC Link Capacitor Component Calculation (C_d)	49
3.4 DC Filter Modelling	50
3.4.1. Filter Capacitor Component Calculation (C_{max})	50
3.4.2. Filter Inductor Component Calculation (L_{req}).....	51
3.5 Converter Switching System for Motor Speed Drive and PFC ...	52
3.5.1. Average Current Control Method	52
3.5.2. Hysteresis Current Control Method.....	55
3.6 Conventional BLDC Motor Modelling	56

CHAPTER 4 PERFORMANCE ANALYSIS OF BRIDGELESS ISOLATED-CUK CONVERTER SPEED DRIVE

4.1 VSI with Hall-Effect Sensor Analysis.....	59
4.2 Voltage and Current Motor Signal	61
4.3 Conventional BLDC Motor Analysis.....	62

4.4 *Bridgeless Isolated Cuk Converter Speed Drive Analysis and It’s Effect on THD and PF* 67

 4.4.1 *Analysis of Bridgeless Isolated-Cuk Converter CCM and DCM Mode on L_o* 68

 4.4.2 *Analysis of Bridgeless Isolated-Cuk Converter CCM Mode with Average Current Control Method* 70

 4.4.3 *Analysis of Bridgeless Isolated-Cuk Converter DCM Mode with Average Current Control Method* 72

 4.4.4 *Analysis of Bridgeless Isolated-Cuk Converter CCM Mode with Hysterisis Current Control Method*..... 76

 4.4.5 *Analysis of Bridgeless Isolated-Cuk Converter DCM Mode with Hysterisis Current Control Method*..... 78

4.5 *Converter Power Analysis* 81

CHAPTER 5 CLOSING

 1.1. Conclusion..... 85

 1.2. Advice 85

REFERENCE..... 87

ATTACHMENT 89

BIOGRAPHY 91

Halaman ini sengaja dikosongkan

DAFTAR GAMBAR

Gambar 2.1 Motor <i>Brushless</i> DC	7
Gambar 2.2 Perbandingan <i>Back-EMF</i> BLDC dan PMSM	8
Gambar 2.3 Motor Brushless DC <i>Inrunner</i>	8
Gambar 2.4 Motor Brushless DC <i>Outrunner</i>	9
Gambar 2.5 Cara Kerja Motor <i>Brushless</i> DC	10
Gambar 2.6 Rangkaian Ekvale Motor <i>Brushless</i> DC	10
Gambar 2.7 Rangkaian Ekvale Sensor <i>Hall-Effect</i>	14
Gambar 2.8 Sensor <i>Hall-Effect</i> pada Motor <i>Brushless</i> DC	14
Gambar 2.9 Cara Kerja Komutasi Sensor <i>Hall-Effect</i>	15
Gambar 2.10 Gelombang Sinyal Hasil Pendeteksian <i>Sensor Hall</i>	16
Gambar 2.11 Rangkaian <i>Bridgeless Isolated-Cuk Converter</i>	16
Gambar 2.12 Rangkaian <i>High Frequency Transformer</i> (HFT)	17
Gambar 2.13 Siklus ON <i>Bridgeless Isolated-Cuk Converter</i>	18
Gambar 2.14 Siklus OFF <i>Bridgeless Isolated-Cuk Converter</i>	19
Gambar 2.15 Perbandingan Rangkaian dan Output <i>Rectifier</i>	27
Gambar 2.16 Rangkaian <i>Bridgeless Rectifier</i>	27
Gambar 2.17 Rangkaian Inverter Tiga Fasa	28
Gambar 2.18 Inverter Tiga Fasa	29
Gambar 2.19 Diagram Filter DC pada Rangkaian PFC	30
Gambar 2.20 Sinyal Harmonisa	32
Gambar 2.21 Diagram Sistem Kontrol Otomatis	33
Gambar 3.1 Konfigurasi sistem pengaturan kecepatan motor BLDC ...	36
Gambar 3.2 Komutasi menggunakan VSI berbasis sensor <i>hall-effect</i> ..	38
Gambar 3.3 Sistem Kontrol Metode <i>Average Current</i>	53
Gambar 3.4 Sistem Kontrol Metode <i>Hysterisis Current Control</i>	55
Gambar 3.5 Skema Kontrol Kecepatan BLDC Konvensional	57
Gambar 4.1 Sinyal Sensor <i>Hall-Effect</i> a, b, dan c	59
Gambar 4.2 Sinyal Sensor <i>Hall-Effect</i> untuk S.3 dan S.6	60
Gambar 4.3 Koordinasi <i>Switching</i> pada VSI.....	61
Gambar 4.4 Gelombang Tegangan Motor Fasa R, S, dan T	61
Gambar 4.5 Tegangan <i>line to line</i> Motor antara Fasa R dan S.....	62
Gambar 4.6 Gelombang Arus Motor Fasa R, S, dan T	62
Gambar 4.7 Gelombang Tegangan dan Arus Sumber motor BLDC konvensional	64
Gambar 4.8 Kurva Kecepatan Referensi (merah) terhadap Kecepatan Aktual (biru) pada motor BLDC konvensional	65

Gambar 4.9 Respon Kecepatan Referensi (merah) terhadap Kecepatan Aktual (biru)	65
Gambar 4.10 Kurva Kecepatan Aktual saat Torsi Bervariasi pada motor BLDC konvensional.....	66
Gambar 4.11 Respon Kecepatan Aktual saat Torsi Bervariasi	66
Gambar 4.12 Kurva Perubahan Kecepatan Referensi untuk Uji Kontrol Kecepatan	67
Gambar 4.13 Kurva Perubahan Torsi Beban untuk Uji Kontrol Kecepatan	68
Gambar 4.14 Gelombang Arus pada (L_o), (L_i), (L_m), (C_1) dan (C_2) Mode CCM	69
Gambar 4.15 Gelombang Arus pada (L_o), (L_i), (L_m), (C_1) dan (C_2) Mode DCM pada L_o	69
Gambar 4.16 Kurva Kecepatan Referensi (Merah) Terhadap Kecepatan Aktual (Biru) pada Motor BLDC Mode CCM dengan Metode <i>Average Current Control</i>	70
Gambar 4.17 Gambar 4.15. Kurva Kecepatan Aktual saat Torsi Bervariasi pada Motor BLDC Mode CCM dengan Metode <i>Average Current Control</i>	71
Gambar 4.18 Kurva Kecepatan Referensi (Merah) Terhadap Kecepatan Aktual (Biru) pada Motor BLDC Mode DCM dengan Metode <i>Average Current Control</i>	73
Gambar 4.19 Kurva Kecepatan Aktual saat Torsi Bervariasi pada Motor BLDC Mode DCM dengan Metode <i>Average Current Control</i>	73
Gambar 4.20 Kurva Kecepatan Referensi (Merah) Terhadap Kecepatan Aktual (Biru) pada Motor BLDC Mode CCM dengan Metode <i>Hysteresis Current Control</i>	76
Gambar 4.21 Kurva Kecepatan Aktual saat Torsi Bervariasi pada Motor BLDC Mode CCM dengan Metode <i>Hysteresis Current Control</i>	76
Gambar 4.22 Kurva Kecepatan Referensi (Merah) Terhadap Kecepatan Aktual (Biru) pada Motor BLDC Mode DCM dengan Metode <i>Hysteresis Current Control</i>	78
Gambar 4.23 Kurva Kecepatan Aktual saat Torsi Bervariasi pada Motor BLDC Mode DCM dengan Metode <i>Hysteresis Current Control</i>	79
Gambar 4.24 Gelombang Tegangan dan Arus Sumber motor BLDC metode DCM <i>Hysteresis Current Control</i>	81

Gambar 4.25 Gelombang Tegangan dan Arus Sumber motor BLDC metode DCM <i>Hysteresis Current Control</i>	82
Gambar 4.26 Gelombang Tegangan dan Arus Sumber motor BLDC metode DCM <i>Hysteresis Current Control</i>	82
Gambar 4.27 Gelombang Tegangan dan Arus Sumber motor BLDC metode DCM <i>Hysteresis Current Control</i>	83

Halaman ini sengaja dikosongkan

DAFTAR TABEL

Tabel 2.1 Perbandingan Metode <i>Sensorless</i> dengan Metode Sensor	13
Tabel 3.1 Parameter motor BLDC	37
Tabel 3.2 Tabel Komutasi VSI Berbasis Sensor <i>Hall-Effect</i>	38
Tabel 3.3 Spesifikasi Pengontrol pada Metode <i>Average Current Control</i>	54
Tabel 3.4 Spesifikasi Pengontrol pada Metode <i>Hysterisis Current Control</i>	56
Tabel 4.1 Nilai THD arus, DF, DPF, dan TPF pada motor BLDC Konvensional	64
Tabel 4.2 Nilai THD arus, DF, DPF, dan TPF dari Mode CCM dengan Metode <i>Average Current Control</i>	72
Tabel 4.3 Nilai THD arus, DF, DPF, dan TPF dari Mode DCM dengan Metode <i>Average Current Control</i>	74
Tabel 4.4 Nilai THD arus, DF, DPF, dan TPF dari Mode CCM dengan Metode <i>Hysterisis Current Control</i>	77
Tabel 4.5 Nilai THD arus, DF, DPF, dan TPF dari Mode DCM dengan Metode <i>Hysteresis Current Control</i>	80

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB 1

PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang Masalah

Motor brushless DC sering digunakan untuk aplikasi rumah tangga maupun industri karena memiliki rasio/inersia dan efisiensi yang tinggi serta tidak bising. Motor BLDC sejatinya adalah motor sinkron 3 (tiga) fasa yang terdiri dari magnet permanen pada rotornya dan belitan tiga fasa pada statornya. Sebuah voltage source inverter (VSI) digunakan untuk menciptakan komutasi elektrik yang didasarkan pada posisi rotor [1]. Akibat dari tidak adanya penggunaan mekanisme sikat dan komutator maka kerusakan sikat akibat pengoperasian, suara bising dan masalah percikan yang sering ditemukan pada motor DC konvensional tidak ditemukan di motor *brushless* DC.

Untuk pengoperasian motor brushless DC dengan menggunakan sumber tegangan AC satu fasa, dalam metode konvensional umumnya membutuhkan penyearah gelombang *Diode Bridge Rectifier* (DBR), kapasitor DC Link, serta inverter tiga fasa dimana kontrolnya merupakan switching yang menggunakan *Pulse Width Modulation* (PWM) [2]. Pada metode konvensional dapat menimbulkan nilai *Total Harmonic Distortion* (THD) tinggi sehingga mengurangi faktor daya pada sumber AC karena pengaturan kecepatan menggunakan *switching* PWM pada inverter menyebabkan rugi-rugi yang diakibatkan oleh frekuensi dari *switching* tersebut [3]. Upaya untuk mengurangi harmonisa serta perbaikan faktor daya dapat dilakukan dengan memasang filter pasif, filter aktif, dan *hybrid* filter dimana aplikasi ini digunakan pada daya yang tinggi dan instalasi sistem yang telah ada. Tetapi cara seperti ini sangat memerlukan biaya mahal dan masih ada rugi-rugi lainnya sehingga beresiko mengurangi tingkat efisiensi. Maka ada cara lain yaitu dengan memakai konverter. Beberapa konverter yang pernah digunakan sebagai PFC (*Power Factor Correction*) yaitu *Boost Converter*, *Buck-Boost converter* serta *Multilevel* [4].

Conventional boost-PFC converter pernah digunakan untuk memperbaiki faktor daya pada sisi AC BLDC seperti yang ada pada [5] namun membutuhkan banyak sensor sehingga biaya lebih mahal serta memiliki banyak rugi-rugi akibat *switching*. Selain itu pernah digunakan *bridgeless buck and boost PFC converter* pada kontrol kecepatan BLDC

seperti pada [6] namun tidak memiliki kemampuan isolasi terhadap frekuensi tinggi.

Bridgeless Isolated-Cuk Converter dipilih karena dapat dioperasikan dalam berbagai jangkauan kontrol kecepatan serta sumber tegangan selain itu juga dapat digunakan untuk memperbaiki faktor daya [1]. Akibat dari eliminasi DBR pada bagian front-end membantu mengurangi rugi konduksi yaitu drop tegangan akibat komponen semikonduktor. Penggunaan HFT memberikan perlindungan isolasi *galvanic* dimana akan mampu menahan tegangan tinggi serta bertindak sebagai perlindungan tambahan jika terjadi kegagalan semikonduktor [7].

Tujuan tugas akhir ini adalah meneliti *Bridgeless Isolated-Cuk Converter* dengan kemampuannya untuk memperbaiki faktor daya sekaligus kontrol kecepatan motor *brushless* DC. Konverter ini akan diaplikasikan dalam dua metode kontrol PFC yang berbeda dimana setiap metode kontrol akan diterapkan dua mode yang berbeda yaitu CCM dan DICM sehingga dapat dilihat karakteristik dari tiap kombinasi tersebut dan dapat digunakan untuk kebutuhan yang sesuai. CCM dan DICM merupakan mode operasi dalam konverter berbasis PFC. *Continuous Inductor Conduction Mode* (CCM) merupakan mode dimana nilai arus yang mengalir pada induktor akan selalu kontinu pada saat periode *switching*. Sedangkan untuk *Discontinuous Inductor Current Mode* (DICM) arus yang mengalir pada konduktor akan mengalami *discontinuous* saat periode *switching*.

1.2 Perumusan Masalah

Permasalahan yang dibahas dalam Tugas Akhir ini adalah:

1. Terdapat komponen inverter pada VSI (*Voltage Source Inverter*) pada motor *brushless* DC dapat menyebabkan tingginya nilai THD (*Total Harmonic Distortion*) yang berpengaruh pada buruknya nilai PF (*Power Factor*) sehingga diperlukan desain *Bridgeless Isolated-Cuk Converter* yang mampu memperbaiki nilai faktor daya dalam sistem sekaligus sebagai kontrol kecepatan.
2. Diperlukan perhitungan dan analisis untuk mencari nilai-nilai komponen seperti pada konverter, filter DC dan VSI agar sistem motor *brushless* DC memiliki pengaturan kecepatan dan perbaikan faktor daya yang lebih baik.
3. Diperlukan analisis dan perbandingan dalam kombinasi mode CCM dan DCM pada L_o serta metode kontrol PFC untuk dapat dilihat karakteristik masing-masing kombinasi.

1.3 Batasan Masalah

Pada penelitian ini, ditentukan batasan-batasan masalah sebagai berikut:

1. Simulasi pemodelan serta analisis menggunakan perangkat lunak simulator PSIM.
2. Konverter yang diteliti adalah *Bridgeless Isolated-Cuk Converter* dengan mode CCM dan DCM pada L_o serta metode kontrol *average current control* dan metode histeresis.
3. Simulasi motor *brushless* DC dilakukan dengan pengaturan kecepatan referensi dari 1100 rpm sampai 2000 rpm, serta simulasi torsi beban bervariasi dari 0.6 Nm sampai 1.2 Nm pada sistem.
4. Performa sistem dalam meningkatkan faktor daya dianalisa dari nilai harmonisa arus sumber yang telah direduksi berdasarkan nilai THD pada sumber AC.
5. Efisiensi tiap mode dan metode tidak dibahas pada penelitian ini.
6. Nilai PI dicari dengan cara *trial and error*.

1.4 Tujuan

Tujuan dari Tugas Akhir ini diharapkan sebagai berikut:

1. Memodelkan, mensimulasikan serta menganalisis hasil *Power Factor Correction* (PFC) menggunakan *Bridgeless Isolated-Cuk Converter*.
2. Membandingkan performa motor *brushless* DC menggunakan *Bridgeless Isolated-Cuk Converter* dengan motor *brushless* DC konvensional.
3. Mengetahui perbandingan antara mode operasi konverter DCM dan CCM dalam dua metode kontrol berbeda serta performa motor *brushless* DC saat terjadi variasi nilai pada tegangan input AC, variasi nilai torsi dan aplikasi kontrol kecepatan.

1.5 Metodologi

Metodologi yang digunakan dalam Tugas Akhir ini adalah:

1. Studi literatur

Mengumpulkan buku, jurnal serta referensi yang berhubungan dengan dasar-dasar motor *brushless* DC yang mencakup prinsip kerja dan karakteristik motor. *Bridgeless Isolated-Cuk Converter*, *power factor correction* (PFC), sistem kontrol konverter, dan *voltage*

source inverter (VSI) juga dipelajari lebih lanjut untuk mengetahui prinsip kerjanya.

2. Pengumpulan data

Mengumpulkan data-data yang dibutuhkan mengenai spesifikasi motor *brushless* DC untuk digunakan merancang dan menentukan nilai komponen konverter serta kontrol kecepatan yang sesuai.

3. Pemodelan dan simulasi

Dilakukan beberapa tahapan pemodelan sistem dengan menggunakan *Bridgeless Isolated-Cuk Converter*. Berikut merupakan tahapan pemodelan sistem:

1. Menentukan parameter-parameter pada sistem yang akan digunakan (Motor *Brushless* DC, tegangan suplai AC, tegangan dc-link dan daya yang dibutuhkan).
2. Penentuan nilai-nilai dari komponen tiap alat (*Bridgeless Isolated-Cuk Converter* dan *Filter* DC).
3. Skema kontrol untuk mengatur proses *switching* pada konverter serta pada VSI sebagai masukan dari sensor *Hall Effect*.

Dimana setelah menentukan nilai-nilai komponen dan merancang sistem, hasil dari perancangan tersebut dapat digunakan pada tahap simulasi. Simulasi akan dilakukan dengan menggunakan *software* PSIM. Data yang diperoleh saat tahap pemodelan sistem akan dimasukkan ke tiap komponen sistem yang ada pada *software*, dan setelah itu simulasi dapat dilakukan.

4. Analisis simulasi

Pada tahap ini akan dilakukan analisis terhadap hasil simulasi yang telah dilakukan. Analisis yang akan dilakukan yaitu mengenai kemampuan dalam perbaikan faktor daya pada variasi nilai kecepatan, performa dengan perbedaan tegangan suplai AC, respon terhadap perubahan torsi dan perbandingan dengan motor *brushless* DC konvensional.

5. Penyusunan Buku

Semua proses dan hasil penelitian akan ditulis dan disusun dalam laporan sebagai bukti penelitian dari tugas akhir ini. Selain itu terdapat kesimpulan yang berupa jawaban dari permasalahan yang telah dianalisis beserta saran sebagai masukan untuk kedepannya.

1.6 Sistematika Penulisan

Laporan penelitian ini memiliki sistematika penulisan yang dibagi menjadi 5 (lima) bab dengan susunan sebagai berikut:

1. BAB 1. Pendahuluan

Bab ini membahas tentang latar belakang masalah, perumusan masalah, batasan, tujuan, metodologi, sistematika penulisan dan relevansi atau manfaat pada laporan tugas akhir ini.

2. BAB 2. Sistem Pengaturan Kecepatan Motor *Brushless DC* dengan *Bridgeless Isolated-Cuk Converter* Berbasis *Power Factor Correction*

Pada bab ini membahas mengenai dasar teori penunjang atau kajian pustaka yang berkaitan dengan permasalahan yang dibahas dalam tugas akhir ini. Dasar teori tersebut akan digunakan sebagai dasar pengerjaan dan penulisan tugas akhir.

3. BAB 3. Desain *Bridgeless Isolated-Cuk Converter* pada Kontrol Kecepatan Motor *Brushless DC* Berbasis *Power Factor Correction*

Proses desain konverter, penentuan nilai komponen, dan perancangan sistem akan dibahas dalam bab ini. Beberapa pemodelan kontrol juga akan dibahas seperti kontrol kecepatan dan perbaikan faktor daya pada *switching* konverter serta kontrol VSI.

4. BAB 4. Hasil Simulasi Sistem dan Analisis Data

Bab ini akan membahas tentang hasil dan analisa data dari perancangan sistem dan pemodelan kontrol yang telah dibuat. Hasil simulasi akan dianalisa dan juga dibandingkan dengan motor BLDC konvensional serta dua jenis metode kontrol PFC.

5. BAB 5. Penutup

Bab terakhir sebagai penutup yang berisi tentang kesimpulan dari tugas akhir yang telah dirancang dan dianalisis. Selain itu berisi saran untuk keperluan penelitian selanjutnya.

1.7 Relevansi atau Manfaat

Bridgeless Isolated-Cuk Converter merupakan salah satu metode untuk memperbaiki faktor daya dalam penggunaan motor brushless DC.

Hasil dari Tugas Akhir ini diharapkan dapat memberikan manfaat sebagai berikut:

1. Dapat menjadi referensi mengenai studi konverter untuk *Power Factor Correction (PFC)* pada motor brushless DC bagi mahasiswa yang akan mengerjakan Tugas Akhir dengan permasalahan yang serupa serta menginspirasi penelitian selanjutnya.

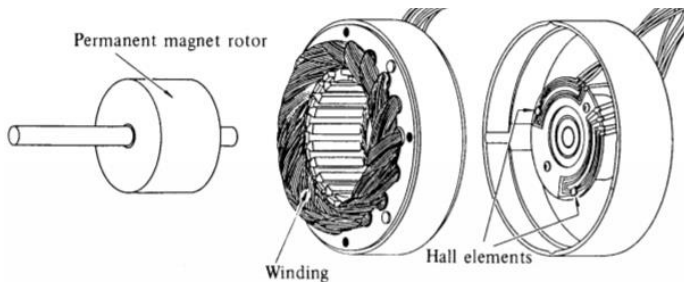
2. Diharapkan desain motor *brushless* DC menggunakan *Bridgeless Isolated-Cuk Converter* ini dapat diaplikasikan sehingga menambah tingkat efisiensi.

BAB 2

DASAR TEORI PENGATURAN KECEPATAN MOTOR BLDC

2.1 Motor *Brushless* DC

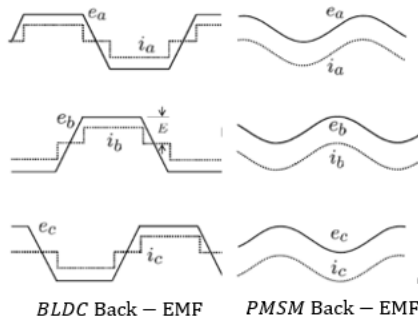
Kelebihan motor brushless DC adalah struktur sederhana, efisiensi tinggi, dan torsi yang besar selain itu menjadi pilihan yang tepat dalam banyak aplikasi di kehidupan sehari-hari seperti pada peralatan rumah tangga, industri dan pesawat [8]. Motor brushless DC memiliki komutator elektrik untuk menggantikan brush sehingga memiliki kemampuan efisiensi yang lebih tinggi, rendahnya emisi suara dan perawatan yang lebih mudah. *Hall-effect sensor* digunakan motor untuk mengetahui posisi rotor. Motor brushless DC menggunakan prinsip yang sama dengan motor DC konvensional kecuali statornya memiliki belitan tiga fasa dan rotornya memiliki kutub magnet [9]. Hal ini menyebabkan motor *brushless* DC sering dikatakan mirip secara konstruksi dengan motor sinkron AC magnet permanen namun, terdapat perbedaan pada *back-EMF*. Gelombang *back-EMF* pada motor sinkron AC magnet permanen berbentuk sinusoidal sedangkan motor *brushless* DC berbentuk trapezoidal. Bentuk *back-EMF* motor *brushless* DC memiliki karakteristik elektrik yang sama dengan motor DC.



Gambar 2.1 Motor *Brushless* DC [10]

Prinsip dasar dari motor brushless DC adalah menggantikan komutator mekanis dengan menggunakan rangkaian switch elektrik. Komutasi tanpa kontak mekanis tercipta karena adanya rangkaian inverter yang tersambung pada kumparan stator sehingga tidak diperlukan lagi

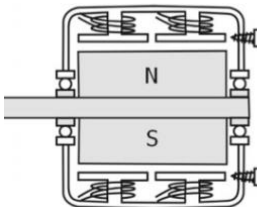
sikat pada motor untuk melakukan komutasi. Pengaturan kecepatan serta arah rotasi motor dapat diatur melalui rangkaian kontrol dan sensor posisi rotor [8].



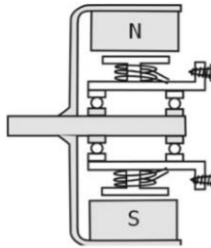
Gambar 2.2 Perbandingan *Back-EMF* BLDC dan PMSM [11]

Secara konstruksi, motor brushless DC memiliki 2 (dua) bagian utama yaitu stator dan rotor. Stator merupakan bagian statis dari motor yang terdiri dari kumparan jangkar. Sedangkan rotor merupakan bagian motor yang bergerak dan terdiri dari magnet permanen. Untuk rotor, motor brushless DC memiliki 2 (dua) tipe rotor yaitu *inrunner* dan *outrunner* yang mana dibedakan melalui peletakan rotor.

Pada motor *inrunner* posisi stator yang merupakan slot berisi belitan berada dibagian luar dari magnet permanen yang berputar pada bagian dalam motor. Sedangkan pada motor *outrunner*, posisi rotor berada diluar stator sehingga magnet permanen berputar mengelilingi belitan stator. Secara umum, motor *outrunner* menghasilkan torsi yang lebih besar pada kecepatan lebih rendah karena magnet permanen yang dimiliki lebih banyak [12].



Gambar 2.3 Motor *Brushless DC Inrunner* [12]



Gambar 2.4 Motor *Brushless* DC Outrunner [12]

2.1.1 Prinsip Kerja Motor *Brushless* DC

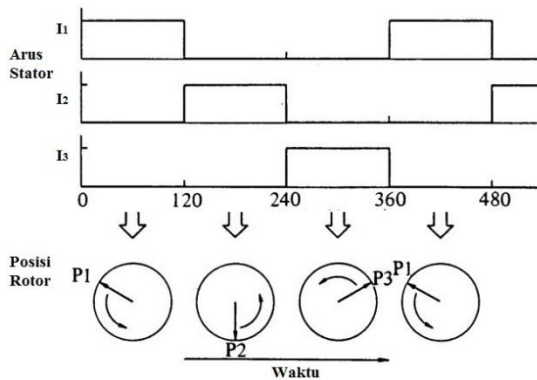
Pada motor brushless DC terdapat interaksi antara magnet elekrtris pada stator dan magnet permanen pada rotor. Timbulnya magnet elekrtris pada stator merupakan akibat dari dialirinya arus DC pada kumparan stator sehingga timbul medan magnet (B):

$$B = \frac{\mu Ni}{2l} \quad (2.1)$$

Dimana μ merupakan permeabelitas bahan, N adalah jumlah lilitan, I adalah arus dan l adalah panjang lilitan. Arus yang mengalir ke kumparan stator memiliki nilai yang berubah diantara ketiga terminal dengan beda fasa yang sama sehingga menyerupai sumber tiga fasa. Akibat dari perbedaan fasa dan perubahan nilai arus maka nilai medan magnet pada setiap kumparan berubah secara teratur. Sehingga terjadi interaksi tarik menarik antar magnet elekrtris dan magnet permanen secara teratur. Gerakan akibat Tarik menarik ini menyebabkan rotor berputar dengan kecepatan:

$$nS = \frac{120f}{P} \quad (2.2)$$

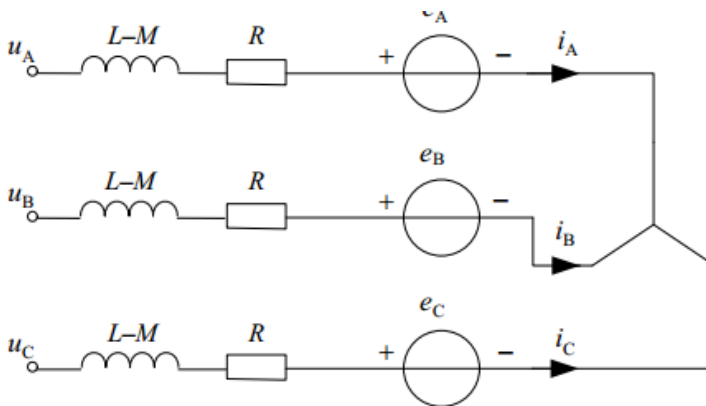
Dimana f merupakan frekuensi arus input dan P adalah jumlah kutub dari stator.



Gambar 2.5 Cara Kerja Motor *Brushless* DC [10]

2.1.2 Rangkaian Ekuivalen Motor *Brushless* DC

Rangkaian ekivalensi motor brushless DC dengan kumparan stator terkoneksi Y dapat dilihat seperti gambar 2.6.



Gambar 2.6 Rangkaian Ekuivalen Motor *Brushless* DC [8]

Dimana u_a - u_b - u_c merupakan tegangan yang masuk ke dalam masing-masing kumparan stator, i_a - i_b - i_c mendiskripsikan arus yang masuk ke masing-masing kumparan stator, R adalah resistansi stator, L adalah induktansi stator, M adalah induktansi mutual stator, dan e_a - e_b - e_c adalah

sumber *back* EMF. Untuk persamaan tegangan *back* EMF dapat dirumuskan sebagai berikut:

$$e_A = \omega \psi_m f_A(\theta) \quad (2.3)$$

dimana,

- ω = kecepatan putar rotor;
- ψ_m = nilai maksimum *flux linkage* magnet permanen terhadap kumparan stator, $\psi_m = 2NSB_m$;
- B_m = nilai maksimum distribusi kerapatan magnet permanen dalam *air gap*;
- $f_A(\theta)$ = fungsi gelombang *back* EMF fasa A

Induktansi kumparan stator dan induktansi mutual akan bernilai sama karena kumparan stator tiga fasa adalah simetris. Hal ini mempengaruhi fungsi gelombang *back*-EMF sehingga menjadi:

$$f_B(\theta) = f_A\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.4)$$

$$f_C(\theta) = f_A(\theta + 2\pi/3) \quad (2.5)$$

Mirip dengan motor DC, analisis torsi dan daya brushless DC motor dapat didapatkan dari analisis transfer energi. Saat motor bekerja daya dari sumber diserap, walaupun terdapat beberapa rugi-rugi seperti rugi tembaga dan rugi besi namun sebagian besar daya akan ditransfer ke rotor. Daya yang telah ditransfer ke rotor yang disebut daya elektromagnetik merupakan penjumlahan dari arus dan *back*-EMF dari ketiga fasa yang ada, dengan persamaan:

$$P_e = e_A i_A + e_B i_B + e_C i_C \quad (2.6)$$

Selanjutnya daya elektromagnetik akan berubah sepenuhnya menjadi energi kinetik dengan persamaan:

$$P_e = T_e \omega \quad (2.7)$$

Sehingga persamaan torsi yang dihasilkan motor *brushless* DC dapat diturunkan dari rumus daya:

$$T_e = \frac{e_A i_A + e_B i_B + e_C i_C}{\omega} \quad (2.8)$$

dimana,

T_e = torsi elektromagnetik

ω = kecepatan angular dari rotasi (rad/s)

Sedangkan persamaan tegangan kumparan stator pada salah satu fasa dari motor *brushless* DC dapat dituliskan sebagai berikut:

$$u_A = R i_A + (L - M) \frac{di_A}{dt} + e_A \quad (2.9)$$

Untuk persamaan tegangan kumparan stator secara tiga fasa dapat dituliskan sebagai berikut:

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

2.1.3 Komutasi Elektris pada Motor *Brushless* DC

Salah satu syarat utama untuk memiliki performa motor *brushless* DC yang baik adalah dengan memiliki sistem penggerak motor yang baik dimana motor *brushless* DC menggunakan komutasi elektrik. Pada komutasi elektrik diperlukan ketepatan waktu yang baik untuk bisa terus menerus menggerakkan motor dengan kecepatan dan torsi yang konstan. Buruknya ketepatan waktu perubahan komutasi akan berakibat pada motor *brushless* DC slip sehingga mengurangi performa motor.

Terdapat 2 (dua) metode untuk menentukan waktu perubahan komutasi dengan tepat yaitu, metode dengan sensor dan tanpa sensor (*sensorless*) penggunaannya disesuaikan dengan kebutuhan. Metode tanpa sensor (*sensorless*) merupakan metode pendeteksian yang tidak memerlukan sinyal posisi mekanis rotor sehingga metode *sensorless* menggunakan cara pendeteksian menggunakan aktivitas elektrik dari tiap belitan. Metode *sensorless* sendiri memiliki beberapa cara pendeteksian salah satunya merupakan pendeteksian *zero crossing point* dengan menggunakan *back-EMF* [13]. Sedangkan pada metode sensor digunakan komponen sensor tambahan seperti sensor hall dan optical encoder. Pada metode ini digunakan pendeteksian terhadap gerak mekanis sehingga diketahui posisi rotor yang hasilnya berupa sinyal untuk merubah gerak

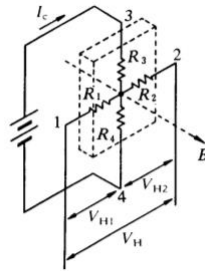
komutasi. Terdapat kelebihan dan kekurangan dari masing-masing metode sebagaimana yang dijelaskan pada tabel 2.1.

Tabel 2.1 Perbandingan Metode *Sensorless* dengan Metode Sensor

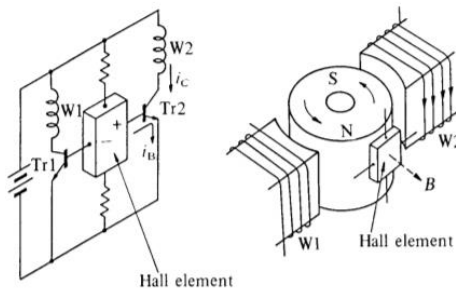
	Metode <i>Sensorless</i>	Metode Sensor
Kelebihan	<ul style="list-style-type: none"> • biaya konstruksi murah 	<ul style="list-style-type: none"> • Dapat digunakan pada kecepatan rendah • Bekerja baik dalam variasi torsi yang besar
Kekurangan	<ul style="list-style-type: none"> • Tidak dapat digunakan pada kecepatan rendah • Tidak bekerja baik dalam variasi torsi yang besar 	<ul style="list-style-type: none"> • Jika terjadi kegagalan pendeteksian maka seluruh sistem rusak • Terdapat sensor tambahan sehingga biaya lebih tinggi

Secara umum metode sensor lebih sering digunakan daripada sensorless karena manufakturnya yang jauh lebih berkembang. Pada metode menggunakan sensor, komponen yang paling sering digunakan adalah sensor *hall-effect*. Sejatinya sensor *hall-effect* menggunakan pendeteksian medan magnet untuk menentukan posisi rotor, output yang dikeluarkan berbentuk sinyal elektrik.

Sensor *hall-effect* memiliki rangkaian ekivalen seperti pada gambar 2.7 dimana diasumsikan $R_1=R_2$ dan $R_3=R_4$. Ketika arus I_C yang merupakan arus kontrol melewati terminal 3 dan 4 pada sensor *hall-effect* dimana sensor terkena medan magnet secara tegak lurus maka timbul tegangan V_H pada terminal 1 dan 2. Sehingga ketika sensor *hall-effect* diletakkan dekat permukaan rotor, sensor akan dapat mendeteksi posisi kutub rotor dengan menghasilkan nilai tegangan V_{H1} dan V_{H2} .



Gambar 2.7 Rangkaian Ekuivalen Sensor *Hall-Effect* [10]

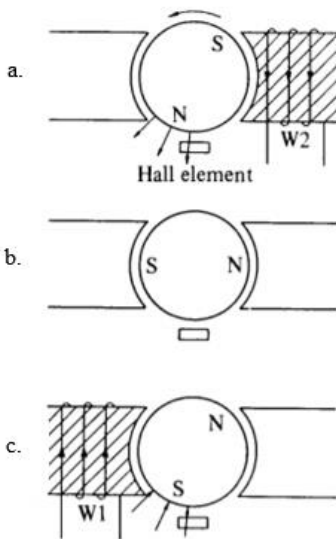


Gambar 2.8 Sensor *Hall-Effect* pada Motor *Brushless DC* [10]

Tegangan yang keluar dari pendeteksian sensor *hall-effect* akan mengoperasikan transistor Tr1 dan Tr2 untuk mengontrol arus yang lewat pada belitan stator W1 dan W2. Sensor *hall-effect* merupakan sensor pendeteksi medan magnet, maka sensor ini akan mendeteksi dan dapat membedakan medan magnet yang dihasilkan oleh magnet utara dan selatan dari rotor. Berikut urutan kerja proses komutasi sensor *hall-effect* sesuai gambar 2.9:

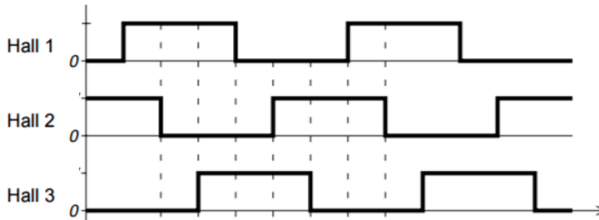
- a. Sensor *hall-effect* mendeteksi kutub utara magnet rotor kemudian belitan stator W2 akan dialiri arus untuk menghasilkan medan magnet selatan yang bersifat menarik kutub utara sehingga rotor akan bergerak berlawanan arah jarum jam.
- b. Kondisi sensor tidak mendeteksi adanya magnet sehingga transistor Tr1 dan Tr2 dalam keadaan mati begitupula dengan

- belitan stator W1 dan W2 tidak dialiri arus. Rotor tetap bekerja karena adanya inersia dari gerakan berputar.
- c. Sensor *hall-effect* mendeteksi kutub selatan magnet rotor kemudian belitan stator W1 akan dialiri arus untuk menghasilkan medan magnet selatan yang bersifat mendorong kutub selatan dan menarik kutub utara akibatnya rotor akan terus bergerak berlawanan arah jarum jam.



Gambar 2.9 Cara Kerja Komutasi Sensor *Hall-Effect* [10]

Hasil pendeteksian posisi rotor yang dilakukan sensor hall-effect berupa sinyal pulsa seperti pada gambar 2.10 Perbedaan sinyal pulsa antar sensor akan mempengaruhi proses switching pada inverter sehingga tegangan yang masuk ke motor akan berbeda-beda sesuai dengan posisi rotor.

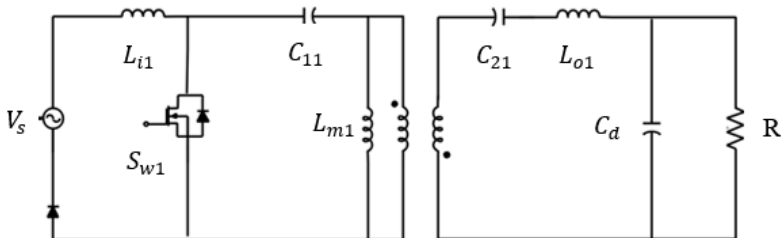


Gambar 2.10 Gelombang Sinyal Hasil Pendeteksian *Sensor Hall* [14]

2.2 *Bridgeless Isolated-Cuk Converter*

Bridgeless Isolated-Cuk Converter merupakan konverter DC-DC yang termasuk dalam salah satu jenis *buck-boost converter*. Seperti *buck-boost converter*, *Bridgeless Isolated-Cuk Converter* dapat menaikkan dan menurunkan tegangan. *Bridgeless Isolated-Cuk Converter* memiliki keluaran dengan polaritas positif akibat penggunaan HFT.

Rangkaian *bridgeless isolated-cuk converter* terdiri dari induktor input (L_i), induktor output (L_o), induktansi magnetik HFT (L_m), kapasitor *intermediate* input (C_1), kapasitor *intermediate* output (C_2), filter DC dan kapasitor DC-link (C_d). Skema rangkaian *bridgeless isolated-cuk converter* dapat dilihat pada gambar 2.11 Kelebihan dari konverter ini adalah eliminasi DBR pada bagian front-end membantu mengurangi rugi konduksi yaitu drop tegangan akibat komponen semikonduktor. Penggunaan HFT memberikan perlindungan isolasi *galvanic* dimana akan mampu menahan tegangan tinggi serta bertindak sebagai perlindungan tambahan jika terjadi kegagalan semikonduktor. Terdapat dua keadaan dalam menganalisa *bridgeless isolated-cuk converter* yaitu keadaan switch on dan switch off.



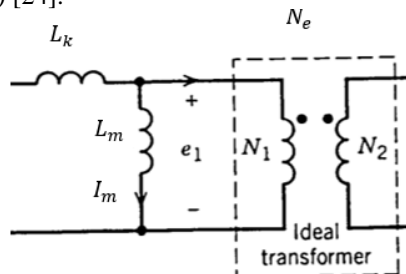
Gambar 2.11 Rangkaian *Bridgeless Isolated-Cuk Converter*

2.2.1 High Frequency Transformer (HFT)

High frequency transformer (HFT) terdiri dari inti magnetik yang dililit dengan dua atau lebih belitan. Kegunaan dari HFT adalah untuk mentransfer energi dari sisi primer ke sisi sekunder tanpa menyimpan energi dan tidak menimbulkan rugi daya. Saat salah satu belitan dialiri arus maka muncul fluks yang akan menginduksi belitan lainnya. Keuntungan menggunakan HFT adalah:

1. Rasio belitan primer ke sekunder dapat dibuat untuk mengakomodasi secara efisien tingkat tegangan input / output yang berbeda sesuai kebutuhan.
2. Penggunaan beberapa belitan sekunder mampu digunakan untuk mencapai banyak keluaran pada level tegangan yang berbeda dan polaritas yang berbeda.
3. Belitan primer dan sekunder yang terpisah memfasilitasi isolasi input / output tegangan tinggi, terutama yang penting untuk keamanan.

Pada kondisi ideal, HFT tidak menyimpan energi sehingga seluruh energi pada belitan primer akan ditransfer ke belitan sekunder. Dalam pengaplikasiannya, HFT menyimpan energi dalam bentuk induktansi bocor (L_k) dan induktansi magnetisasi (L_m). Gambar 2.12 merupakan pemodelan HFT dengan induktansi bocor (L_k) dan induktansi magnetisasi (L_m) [24].



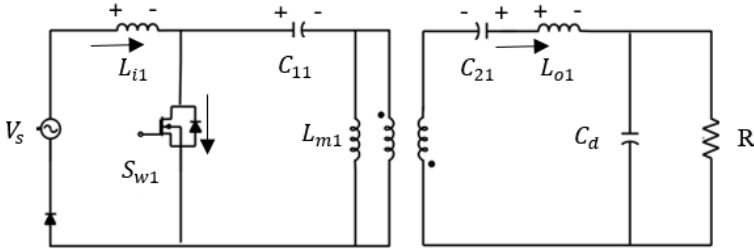
Gambar 2.12 Rangkaian *High Frequency Transformer* (HFT) [24]

Perbedaan kopling induktor dengan HFT adalah:

1. Pada transformator terdapat perpindahan daya dari belitan primer ke belitan sekunder sehingga akan ada perubahan nilai pada tegangan primer dan sekunder. Sedangkan pada kopling induktor tidak terdapat perubahan nilai tegangan karena

- perbandingan belitan pada kopling induktor 1:1.
2. Induktansi bocor (L_k) pada transformator bernilai mendekati nol untuk mengurangi rugi-rugi. Sedangkan pada kopling induktor nilai L_k tidak dipermasalahkan karena dapat bermanfaat untuk mengurangi riak gelombang arus masukan.
3. Nilai induktansi pada transformator bernilai rendah untuk mengurangi terjadinya drop tegangan. Sedangkan pada kopling induktor, nilai induktansi yang diukur.
4. Pada kopling induktor terdapat penyimpanan energi berupa medan magnet. Sedangkan pada transformator tidak dapat penyimpanan energi. Jika ada penyimpanan energi pada transformator maka akan mengakibatkan rugi-rugi.

2.2.2 Mode Operasi *Bridgeless Isolated-Cuk Converter*



Gambar 2. 13 Siklus ON *Bridgeless Isolated-Cuk Converter*

Dilakukan analisa pada rangkaian *bridgeless isolated-cuk converter* saat switch dinyalakan maka didapat persamaan:

$$V_{in} - V_{Li1} = 0 \quad (2.15)$$

$$V_{C11} - V_{Lm1} = 0 \quad (2.16)$$

$$-V_{Lm1} - V_{Lp} = 0 \quad (2.17)$$

Dimana V_{Lp} merupakan tegangan primer pada trafo. Sedangkan V_{Ls} merupakan tegangan sekunder pada trafo. Pada rangkaian ini HFT dianggap ideal sehingga nilai N_e adalah 1. Seluruh daya pada belitan primer ditransfer ke belitan sekunder sehingga didapat persamaan:

$$NV_{Lm1} = V_{Ls} \quad (2.18)$$

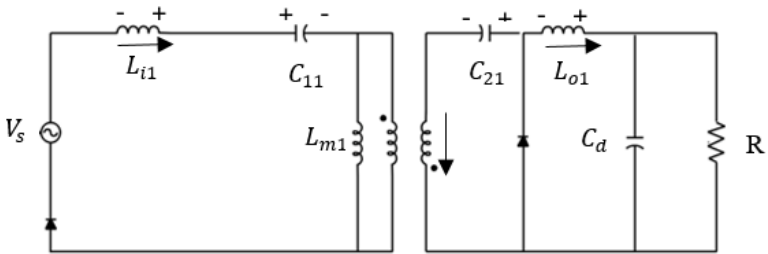
$$-V_{Ls} + V_{C21} - V_{Lo1} - V_o = 0 \quad (2.19)$$

Dengan substitusi (2.18) pada persamaan (2.16) Maka didapat:

$$NV_{C11} = V_{Ls} \quad (2.21)$$

Dengan substitusi (2.21) pada persamaan (2.19) Maka didapat:

$$-NV_{C11} + V_{C21} - V_{Lo1} - V_o = 0 \quad (2.22)$$



Gambar 2.14 Siklus OFF *Bridgeless Isolated-Cuk Converter*

Dilakukan analisa pada rangkaian *bridgeless isolated-cuk converter* saat switch mati maka didapat persamaan:

$$V_{in} + V_{Li1} - V_{C11} - V_{Lm1} = 0 \quad (2.23)$$

$$V_{Lm1} - V_{Lp} = 0 \quad (2.24)$$

$$-NV_{Lm1} - V_{Ls} = 0 \quad (2.25)$$

$$V_{Ls} - V_{C21} = 0 \quad (2.26)$$

$$-V_{Lo1} + V_o = 0 \quad (2.27)$$

Dengan substitusi (2.26) pada persamaan (2.25) Maka didapat:

$$V_{Lm1} = -\frac{V_{C21}}{N} \quad (2.28)$$

Dengan substitusi (2.24) pada persamaan (2.23) Maka didapat:

$$V_{in} + V_{Li1} - V_{C11} + \frac{V_{C21}}{N} = 0 \quad (2.29)$$

Dengan menggunakan prinsip *inductor voltage second balance* pada saat kondisi saklar on dan off pada setiap induktor didapatkan persamaan berikut:

$$\int_0^{DT} V_{Li1} (on) dt + \int_0^{DT} V_{Li1} (off) dt = 0 \quad (2.30)$$

Substitusi persamaan (2.15) dan (2.29) pada persamaan (2.30) didapat:

$$\begin{aligned} \int_0^{DT} V_{in} dt + \int_0^{DT} -V_{in} + V_{C11} - \frac{V_{C21}}{N} dt &= 0 \\ DT(V_{in}) + (1 - D)T(-V_{in} + V_{C11} - \frac{V_{C21}}{N}) \\ D(V_{in}) + (1 - D)(-V_{in} + V_{C11} - \frac{V_{C21}}{N}) \end{aligned} \quad (2.31)$$

Prinsip *inductor voltage second balance* pada induktor L_{m1} :

$$\int_0^{DT} V_{Lm1} (on) dt + \int_0^{DT} V_{Lm1} (off) dt = 0 \quad (2.32)$$

Substitusi persamaan (2.16) dan (2.28) pada persamaan (2.32) didapat:

$$\begin{aligned} \int_0^{DT} V_{C11} dt + \int_0^{DT} -\frac{V_{C21}}{N} dt &= 0 \\ DT(V_{C11}) + (1 - D)T(-\frac{V_{C21}}{N}) \\ D(V_{C11}) - (1 - D)(\frac{V_{C21}}{N}) \end{aligned} \quad (2.33)$$

Prinsip *inductor voltage second balance* pada induktor L_{o1} :

$$\int_0^{DT} V_{Lo1} (on) dt + \int_0^{DT} V_{Lo1} (off) dt = 0 \quad (2.34)$$

Substitusi persamaan (2.22) dan (2.27) pada persamaan (2.34) didapat:

$$\begin{aligned} \int_0^{DT} -NV_{C11} + V_{C21} - V_{Lo1} - V_o dt + \int_0^{DT} V_o dt &= 0 \\ DT(-NV_{C11} + V_{C21} - V_{Lo1} - V_o) + (1 - D)T(V_o) \\ D(-NV_{C11} + V_{C21} - V_{Lo1} - V_o) + (1 - D)(V_o) \end{aligned} \quad (2.35)$$

Dari perhitungan prinsip *inductor voltage second balance* didapat persamaan:

$$V_{C21} = \frac{D(NV_{C11})}{(1-D)} \quad (2.36)$$

$$V_{in} = \frac{(1-D)(V_{C11} - \frac{V_{C21}}{N})}{1-2D} \quad (2.37)$$

Dilakukan substitusi (2.36) pada persamaan (2.37) didapat:

$$V_{in} = V_{C11} \quad (2.38)$$

$$V_o = \frac{D(NV_{C11} - V_{C21})}{1-2D} \quad (2.39)$$

Dilakukan substitusi (2.36) pada persamaan (2.39) didapat:

$$V_o = \frac{D(NV_{C11})}{1-D} \quad (2.41)$$

Dilakukan substitusi (2.38) pada persamaan (2.41) didapat:

$$V_o = \frac{D(NV_{in})}{1-D} \quad (2.42)$$

N merupakan perbandingan belitan primer dan sekunder sehingga persamaan menjadi:

$$V_o = \frac{N_2}{N_1} \left(\frac{D}{1-D} \right) V_{in} \quad (2.43)$$

V_o merupakan tegangan DC keluaran dari konverter sedangkan V_{in} merupakan tegangan input dari konverter.

2.2.3 Analisa Komponen Induktor Input ($L_{i1,2}$)

Analisa untuk menentukan nilai komponen induktor input ($L_{i1,2}$) didapat melalui analisa dengan kondisi *switch* menyala. Sehingga rumus untuk mencari nilai komponen didapat dari penurunan persamaan sebagai berikut:

$$V_{in} = V_{L_{i1,2}} \quad (2.44)$$

Dimana, $V_L = L \times \frac{dI_L}{dt}$ maka persamaan menjadi:

$$V_{in} = L_{i1,2} \times \frac{dI_{Li1,2}}{dt_{on}} \quad (2.45)$$

Karena $\frac{dI_{L_{i1,2}}}{dt_{on}} = \frac{dI_{in}}{dt_{on}}$ yang merupakan nilai perubahan arus input pada interval waktu tertentu sedangkan analisa dilakukan ketika *switch on* maka, didapatkan rumus:

$$D = t_{on} \times f \quad (2.46)$$

sehingga ketika disubstitusikan kedalam rumus (2.45) menjadi:

$$V_{in} = L_{i1,2} \times \frac{\Delta I_{in}}{D/f} \quad (2.47)$$

Maka, didapatkan rumus untuk menghitung nilai induktor input ($L_{i1,2}$) pada *Bridgeless Isolated-Cuk Converter*:

$$L_{i1,2} = \frac{V_{in} \times D}{\Delta I_{in} \times f} \quad (2.48)$$

Dimana f merupakan frekuensi switching optimum dari *Bridgeless Isolated-Cuk Converter*, D merupakan duty cycle, V_{in} adalah tegangan sumber motor dan ΔI_{in} merupakan perubahan nilai arus.

2.2.4 Analisa Komponen Induktor Output ($L_{o1,2}$)

Pada analisa untuk menentukan komponen induktor output ($L_{o1,2}$) dengan kondisi *switch* mati. Sehingga rumus untuk mencari nilai komponen didapat dari penurunan persamaan sebagai berikut:

$$V_o = V_{L_{o1,2}} \quad (2.49)$$

Dimana, $V_L = L \times \frac{dL}{dt}$ maka persamaan menjadi:

$$V_o = L_{o1,2} \times \frac{dI_{L_{o1,2}}}{dt_{off}} \quad (2.50)$$

Karena $\frac{dI_{L_{o1,2}}}{dt_{off}}$ merupakan nilai perubahan arus induktor pada interval waktu tertentu sedangkan analisa dilakukan ketika *switch off* maka, didapatkan rumus:

$$(1 - D) = t_{off} \times f \quad (2.51)$$

sehingga ketika disubstitusikan kedalam rumus (2.50) menjadi:

$$V_o = L_{o1,2} \times \frac{\Delta I_{L_{o1,2}}}{(1-D)/f} \quad (2.52)$$

Maka, didapatkan rumus untuk menghitung nilai induktor output ($L_{o1,2}$) pada *Bridgeless Isolated-Cuk Converter*:

$$L_{o1,2} = \frac{V_o \times (1-D)}{\Delta I_{L_{o1,2}} \times f} \quad (2.53)$$

Dimana f merupakan frekuensi switching optimum dari *Bridgeless Isolated-Cuk Converter*, D merupakan duty cycle, V_o adalah tegangan DC dan $\Delta I_{L_{o1,2}}$ merupakan perubahan nilai arus.

2.2.5 Analisa Komponen Induktansi Magnetik HFT ($L_{m1,2}$)

Dilakukan analisa untuk mencari induktansi magnetik ($L_{m1,2}$) menggunakan analisa dalam kondisi *switch off* dapat diturunkan persamaan sebagai berikut:

$$V_o = N V_{L_{m1,2}} \quad (2.54)$$

Dimana, $V_L = L \times \frac{dI_L}{dt}$ maka persamaan menjadi:

$$V_o = N (L_{m1,2} \times \frac{dI_{L_{m1,2}}}{dt_{off}}) \quad (2.55)$$

Karena $\frac{dI_{L_{m1,2}}}{dt_{off}}$ merupakan nilai perubahan arus induktor pada interval waktu tertentu sedangkan analisa dilakukan ketika *switch off* sehingga menggunakan rumus (2.51) persamaan menjadi:

$$V_o = N (L_{m1,2} \times \frac{\Delta I_{L_{m1,2}}}{(1-D)/f}) \quad (2.56)$$

Maka, didapatkan rumus untuk menghitung nilai induktor output ($L_{m1,2}$) pada *Bridgeless Isolated-Cuk Converter*:

$$L_{m1,2} = \frac{V_o \times (1-D)}{N(\Delta I_{Lm1,2} \times f)} \quad (2.57)$$

Dimana f merupakan frekuensi switching optimum dari *Bridgeless Isolated-Cuk Converter*, N merupakan perbandingan belitan primer dan sekunder, D merupakan duty cycle, V_o adalah tegangan DC dan $\Delta I_{Lm1,2}$ merupakan perubahan nilai arus.

2.2.6 Analisa Komponen Kapasitor *Intermediate Input* ($C_{11,12}$)

Dilakukan analisa untuk mencari kapasitor *intermediate input* ($C_{11,12}$) menggunakan analisa dalam kondisi *switch on* dapat diturunkan persamaan sebagai berikut:

$$I_{C11,12} = N I_{Lo1,2} \quad (2.58)$$

Arus yang melewati kapaitor *intermediate input* ($C_{11,12}$) sama dengan arus yang melewati induktor output ($L_{o1,2}$). Dimana, $I_C = C \times \frac{dV_C}{dt}$ maka persamaan menjadi:

$$C_1 \times \frac{dV_{c1}}{dt_{on}} = N I_{Lo1,2} \quad (2.59)$$

Nilai arus $I_{Lo1,2}$ merupakan arus yang melewati beban ketika keadaan tegangan output optimal sehingga didapat rumus:

$$I_{Lo1,2} = \frac{V_o}{R_L} \quad (2.60)$$

Karena $\frac{dV_{c2}}{dt}$ merupakan nilai perubahan tegangan kapasitor pada interval waktu tertentu sedangkan analisa dilakukan ketika *switch on* maka, didapatkan rumus:

$$C_1 \times \frac{\Delta V_{c1}}{N(D/f)} = \frac{V_o}{R_L} \quad (2.61)$$

Dilakukan substitusi V_o sesuai persamaan (2.43) sehingga, didapatkan rumus untuk menghitung nilai Kapasitor *intermediate input* ($C_{11,12}$) pada *Bridgeless Isolated-Cuk Converter*:

$$C_1 = \frac{V_{in} \cdot (N_2/N_1)^2 \cdot D^2}{\Delta V_{C1} \cdot R_L \cdot f_s \cdot (1-D)} \quad (2.62)$$

2.2.7 Analisa Komponen Kapasitor *Intermediate Output* ($C_{21,22}$)

Dilakukan analisa untuk mencari kapasitor *intermediate output* ($C_{21,22}$) dalam kondisi *switch on* dapat diturunkan persamaan sebagai berikut:

$$I_{C21,22} = I_{Lo1,2} \quad (2.63)$$

Arus yang melewati kapaitor *Intermediate Output* ($C_{21,22}$) sama dengan arus yang melewati induktor output ($L_{o1,2}$). Pada kondisi switch menyala ketiga arus tersebut bernilai sama. Dimana, $I_c = C \times \frac{dV_c}{dt}$ maka persamaan menjadi:

$$C_2 \times \frac{dV_{C2}}{dt_{on}} = I_{Lo} \quad (2.64)$$

Nilai arus $I_{Lo1,2}$ merupakan arus yang melewati beban ketika keadaan tegangan output optimal sehingga didapat rumus:

$$I_{Lo1,2} = \frac{V_o}{R_L} \quad (2.65)$$

Karena $\frac{dV_{C2}}{dt}$ merupakan nilai perubahan tegangan kapasitor pada interval waktu tertentu sedangkan analisa dilakukan ketika *switch on* maka, didapatkan rumus:

$$C_2 \times \frac{\Delta V_{C2}}{D/f} = \frac{V_o}{R_L} \quad (2.66)$$

Sehingga, didapatkan rumus untuk menghitung nilai Kapasitor *Intermediate Output* ($C_{21,22}$) pada *Bridgeless Isolated-Cuk Converter*:

$$C_2 = \frac{V_o \times D}{R_L \times f \times \Delta V_{C2}} \quad (2.67)$$

2.2.8 Analisa Komponen Kapasitor *DC Link* (C_d)

Kapasitor *DC link* berfungsi sebagai filter dari tegangan keluaran konverter. Rumus untuk mencari nilai komponen kapasitor *DC link* didapat dari penurunan persamaan sebagai berikut:

$$\Delta V_{DC} = I_{DC} \times X_{Cd} \quad (2.68)$$

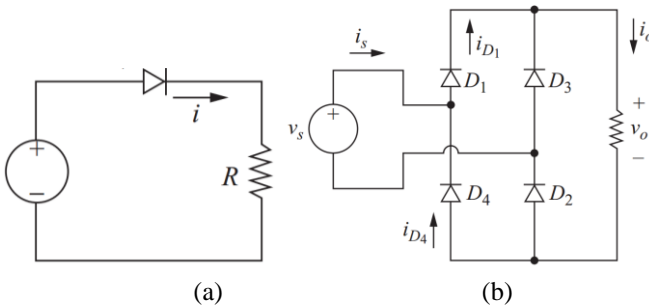
Dimana, $X_c = \frac{1}{\omega \cdot C}$ sehingga persamaan menjadi:

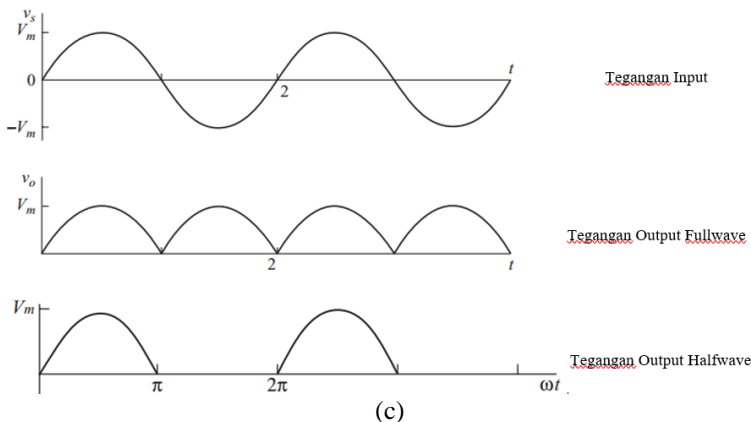
$$\Delta V_{DC} = I_{DC} \times \frac{1}{\omega \cdot C_d} \quad (2.69)$$

$$C_d = \frac{I_{DC}}{2 \cdot V_{DC} \cdot \omega} \quad (2.70)$$

2.3 Bridgeless Rectifier

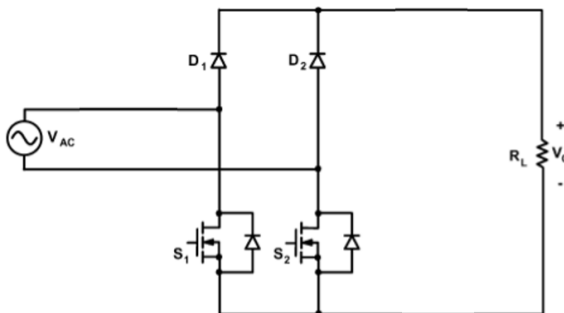
Sumber tegangan yang dibutuhkan oleh inverter tiga fasa adalah DC sedangkan sumber yang akan kita gunakan adalah 220 V AC. Maka dari itu diperlukan penyearah yang berfungsi menyearahkan tegangan AC menjadi DC. Terdapat dua jenis penyearah gelombang yaitu *halfwave rectifier* dan *fullwave rectifier*. *Halfwave rectifier* merupakan penyearah setengah gelombang dimana gelombang AC yang akan di searahkan akan dipilih salah satu dari dua polaritas (positif atau negatif saja). Sedangkan untuk *fullwave rectifier* akan menyearahkan kedua polaritas gelombang AC sehingga daya yang dihasilkan akan dua kali dari *halfwave rectifier* [15].





Gambar 2.15 Perbandingan Rangkaian dan Output Rectifier (a) Halfwave Rectifier (b) Fullwave Rectifier (c) Perbandingan Output [15]

Umumnya digunakan *fullwave rectifier* namun seiring meningkatnya kebutuhan penggunaan daya secara efisien ditemukan konfigurasi *bridgeless* dimana mampu mengurangi rugi akibat konduksi dengan mengurangi jumlah komponen semikonduktor. Harapannya dengan mengurangi rugi konduksi dari komponen semikonduktor maka mampu mengurangi rugi daya [16].

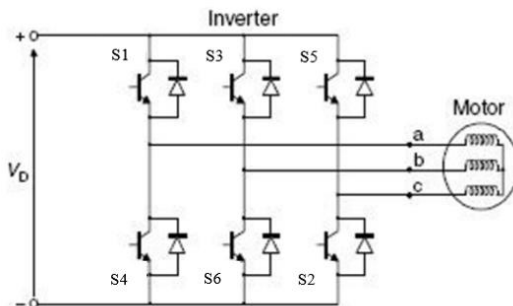


Gambar 2.16 Rangkaian Bridgeless Rectifier [16]

Menurut hukum Kirchoff maka dioda D_1 dan D_2 tidak bisa terkonduksi secara bersamaan. Ketika sumber AC polaritas positif ($+V_{AC}$), maka switch S_2 dalam keadaan menyala sehingga dioda D_1 akan

terkonduksi. Sebaliknya saat sumber AC mengalami polaritas negatif ($-V_{AC}$), maka switch S1 dalam keadaan menyala sehingga diode D2 yang terkonduksi. Sehingga output yang didapat berupa tegangan DC *fullwave* karena polaritas positif dan negatif tegangan AC semua dapat diteruskan dari *rectifier*.

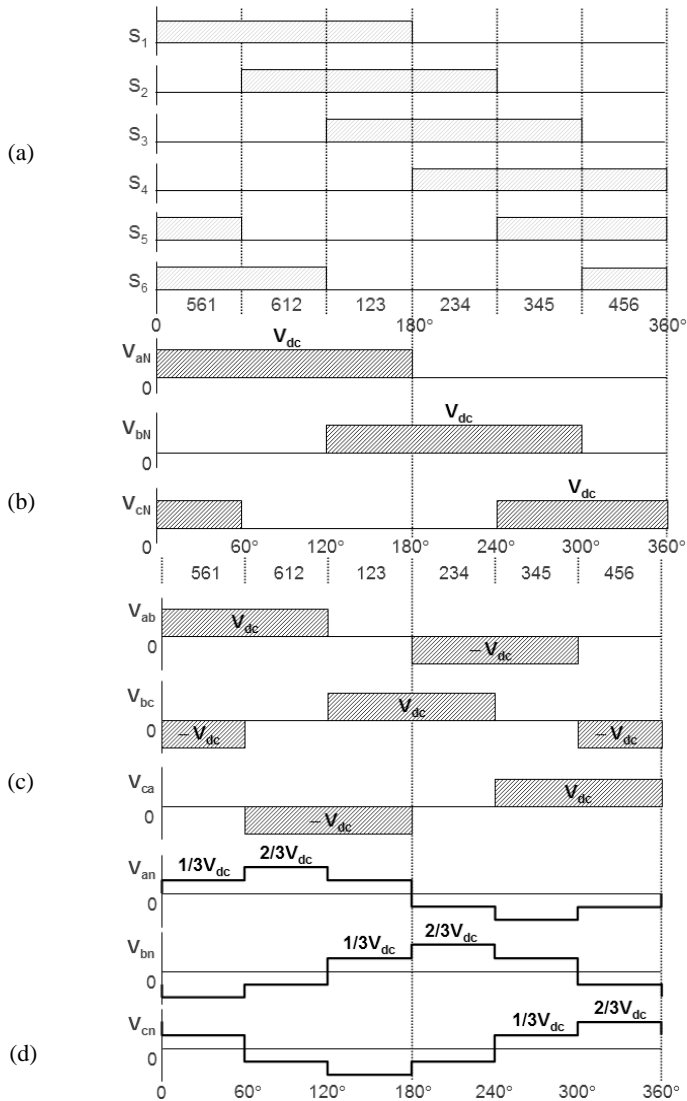
2.4 Inverter Tiga Fasa



Gambar 2.17 Rangkaian Inverter Tiga Fasa [17]

Output inverter tiga fasa berfungsi sebagai sumber tegangan tiga fasa AC bagi motor *brushless* DC. Inputan inverter berupa sumber tegangan DC seperti yang diilustrasikan pada gambar 2.17 Berdasarkan kegunaannya maka inverter tiga fasa merupakan pengubah sinyal tegangan DC menjadi AC. Pada umumnya, inverter yang sering digunakan adalah VSI karena karena nilai tegangannya sesuai dengan yang diinginkan dengan nilai arus yang berubah-ubah berdasarkan perubahan beban. Inverter tiga fasa memiliki enam *switch* dengan komposisi S1, S3, S5 untuk fase positif sedangkan S2, S4, S6 untuk fase negatif. Terdapat syarat agar tidak terjadi hubung singkat pada sumber DC dan tegangan keluaran AC yang tidak sesuai yaitu tidak boleh terjadi kondisi ON bersamaan untuk *switch* S1-S4, S3-S6, dan S5-S2.

Setiap *switch* memiliki rasio *duty cycle* 50% dengan interval penyalan antar *switch* sebesar 60° . Terbentuklah sinyal *six-step* pada output tegangan *line-to-neutral* yang merupakan hasil dari *switching* setiap periode sehingga biasa disebut *six-step inverter* [15]. Urutan *switching* pada rangkaian VSI dapat dilihat seperti pada gambar 2.18a.

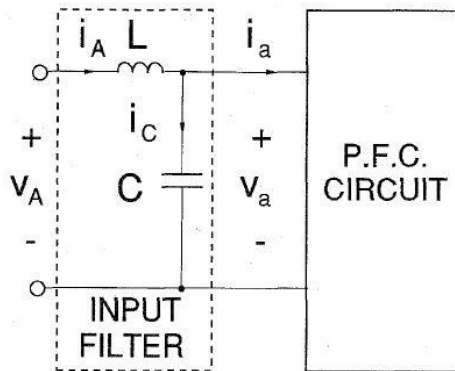


Gambar 2.18 Inverter Tiga Fasa (a) Urutan Switching VSI Six-Step (b) Gelombang Tegangan Line-to-Negative (c) Gelombang Tegangan Line-to-Line (d) Gelombang Tegangan Line-to-Neutral [18]

Frekuensi switching dapat mengontrol frekuensi output pada inverter. Besar nilai tegangan output tergantung pada nilai tegangan input DC. Pengontrolan tegangan output inverter dapat melalui input tegangan DC.

2.5 Filter DC

Dalam merancang filter DC perlu memperhatikan besar perbedaan sudut antara arus dan tegangan input filter, semakin kecil perbedaan sudut akan mengakibatkan nilai *input displacement factor* (IDF) yang tinggi yang akan mempengaruhi faktor daya [19] [20].



Gambar 2.19 Diagram Filter DC pada Rangkaian PFC [19]

2.5.1 Kapasitor Filter (C_{max})

Dalam rancangan konverter *Bridgeless Isolated-Cuk Converter* diperlukan *low pass LC filter* untuk mengurangi harmonik orde tinggi. Perbedaan sudut gelombang antara arus dan tegangan berbanding lurus dengan nilai kapasitor filter. Sehingga untuk mendapatkan *input displacement factor* (IDF) yang tinggi ($IDF = \cos \theta$), nilai kapasitor harus seminimal mungkin. Maka untuk mencari nilai kapasitor filter digunakan persamaan:

$$C_{max} = \frac{I_m}{\omega_L V_m} \tan(\cos^{-1} IDF) \quad (2.71)$$

$$C_{max} = \frac{I_m}{\omega_L V_m} \tan(\theta) \quad (2.72)$$

2.5.2 Induktor Filter (L_{req})

Pada filter DC diperlukan induktor yang cocok dengan kapasitor dimana, dalam perhitungan induktor filter diperhitungkan nilai *source impedance* (L_s) yang nilainya sebesar 2.5% dari *base impedance* [17]. Sehingga untuk mendapatkan nilai induktor filter digunakan persamaan:

$$L_f = L_{req} + L_s \quad (2.73)$$

Dimana:

$$L_f = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_c^2 \cdot C_f} \quad (2.74)$$

$$L_s = 0.025 \left(\frac{V_s^2}{\omega_L \cdot P_o} \right) \quad (2.75)$$

Dimana f_c merupakan frekuensi cut-off yang besar nilainya $f_L < f_c < f_s$ sehingga dipilih f_c sebesar $f_s/10$

2.6 Korelasi Antara *Power Factor* dengan *Harmonisa*

Harmonisa dapat timbul karena beban non-linear seperti pada penyearah gelombang dan inverter. Beban non-linear tersebut akan menimbulkan harmonisa arus dan tegangan. Hal ini menyebabkan motor brushless DC konvensional memiliki nilai harmonisa arus dan tegangan yang tinggi pada sistem. Sinyal arus dan tegangan yang seharusnya berbentuk sinusoidal akan membentuk sinyal non-sinusoidal akibat dari distorsi. Dimana sinyal non-sinusoidal tersebut dapat diuraikan menjadi komponen frekuensi fundamental dan komponen harmonik. Komponen harmonik memiliki frekuensi diluar frekuensi normal fundamental (50/60 Hz).

Istilah *Total Harmonic Distortion* (THD) digunakan untuk menjumlah total semua nilai harmonik dan dibandingkan dengan nilai fundamental. Sebagian besar timbulnya arus yang terdistorsi juga akan mengakibatkan sinyal tegangan yang terdistorsi. Harmonisa akan berdampak pada naiknya arus pada sistem sehingga menimbulkan panas pada komponen. Hal ini juga menimbulkan kerugian daya akibat dari

berkurangnya nilai *power factor*. *Power factor* pada beban linear dapat dihitung dengan rumus:

$$PF = \cos(\theta_v - \theta_i) \quad (2.76)$$

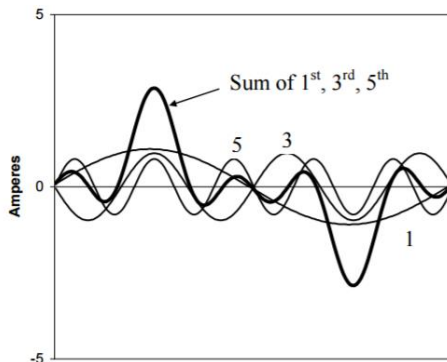
Dimana θ_v adalah sudut dari gelombang tegangan dan θ_i adalah sudut dari gelombang arus sehingga nilai dari $(\theta_v - \theta_i)$ merupakan perbedaan sudut antara tegangan dan arus yang juga sering disebut dengan *displacement factor*. Namun, rumus tersebut tidak berlaku pada sistem yang memiliki harmonisa karena terdapat faktor distorsi. Hubungan dari *power factor* dan harmonisa dapat dilihat dari persamaan berikut:

$$PF = \text{Displacement Factor} \times \text{Distortion Factor} \quad (2.77)$$

Dimana *distortion factor* merupakan bentuk distorsi harmonisa dari gelombang arus yang dapat diihtung dengan rumus:

$$\text{Distortion Factor} = \frac{1}{\sqrt{1+(THD)^2}} \quad (2.78)$$

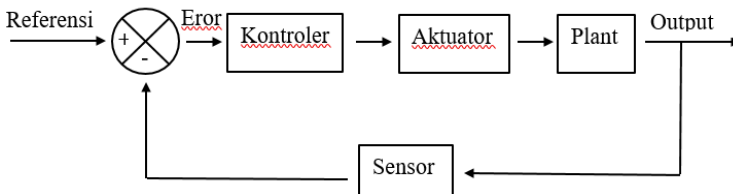
Sehingga saat harmonisa tinggi yaitu THD nya naik maka nilai *distortion factor* akan turun sebaliknya saat harmonisa rendah yaitu THD kecil maka nilai *distortion factor* akan naik. Nilai dari *distortion factor* akan mempengaruhi *power factor* secara keseluruhan sehingga ditemukannya nilai *power factor* sesungguhnya untuk sistem yang mengalami distorsi akibat harmonisa.



Gambar 2.20 Sinyal Harmonisa [21]

2.7 Sistem Kontrol Otomatis

Sistem kontrol otomatis berfungsi untuk mengendalikan sistem dengan menggunakan sinyal error sebagai referensi untuk menghasilkan sinyal output yang sesuai dengan sinyal input yang diinginkan. Sistem kontrol otomatis harus memiliki respon yang cepat, stabil dan mudah diatur. Diagram sistem kontrol otomatis sederhana dapat ditunjukkan seperti pada gambar 2.21.



Gambar 2.21 Diagram Sistem Kontrol Otomatis

Plant dalam penelitian ini merupakan motor *brushless* DC, aktuator yang digunakan adalah *switch* yang mengatur *duty cycle* pada konverter, kontroler yang digunakan adalah kontroler PI yang berfungsi memperbaiki sinyal error dan sensor merupakan alat yang digunakan untuk mendeteksi nilai aktual yang akan dibandingkan dengan referensi sehingga menghasilkan sinyal error.

Cara kerja sistem kontrol otomatis adalah dengan membandingkan nilai referensi dengan nilai aktual hasil sensor sehingga dihasilkan sinyal error. Sinyal error tersebut akan diperbaiki dan diproses oleh kontroler PI dan hasilnya akan diproses oleh aktuator untuk mengubah respon pada plant agar sesuai dengan nilai referensi. Nilai dari kontroler PI akan ditentukan terlebih dahulu agar dapat memperbaiki sinyal error dengan baik.

2.7.1 Kontroler Proporsional

Kontroler proporsional berguna dalam memperbaiki respon transien sehingga sesuai dengan nilai referensi pada saat *rise time* dan *settling time*. Dapat menambah atau mengurangi kestabilan berdasar pada nilai konstanta yang diberikan. Jika konstanta yang diberikan terlalu besar maka sistem tidak bisa mencapai kestabilan namun jika konstanta yang diberikan terlalu kecil maka sistem kesulitan menyesuaikan dengan nilai

referensi sehingga error pada sistem akan besar. Fungsi lainnya adalah mengurangi error *steady state* namun dibutuhkan konstanta yang besar yang dapat berdampak pada sistem tidak stabil. Respon yang diberikan kontroler proposional adalah semakin besar error maka semakin besar juga sinyal kendali yang dihasilkan kontroler [22].

2.7.2 Kontroler Integral

Kontroler integral berfungsi untuk menghilangkan error *steady state* namun respon yang diberikan lebih lambat daripada kontroler proposional. Kontroler integral dapat menimbulkan ketidakstabilan akibat penambahan orde sistem. Respon yang diberikan kontroler integral adalah semakin besar error maka semakin cepat juga sinyal kendali berubah untuk menghilangkan *offset* sistem.

2.7.3 Kontroler Derivatif

Kontroler derivatif berfungsi untuk memberikan efek redaman pada sistem yang berosilasi. Selain itu mampu memperbaiki respon transien saat ada perubahan error namun saat terjadi error statis maka kontroler derivatif tidak akan aktif. Sehingga kontroler derivative tidak dapat digunakan sendiri. Respon yang diberikan kontroler derivatif adalah semakin cepat error berubah maka semakin besar kontrol yang diberikan. Kontrol derivatif tidak digunakan dalam penelitian ini karena sistem yang digunakan tidak mengalami osilasi.

BAB 3

PENGATURAN KECEPATAN MOTOR BLDC BERBASIS *BRIDGELESS ISOLATED-CUK* *CONVERTER*

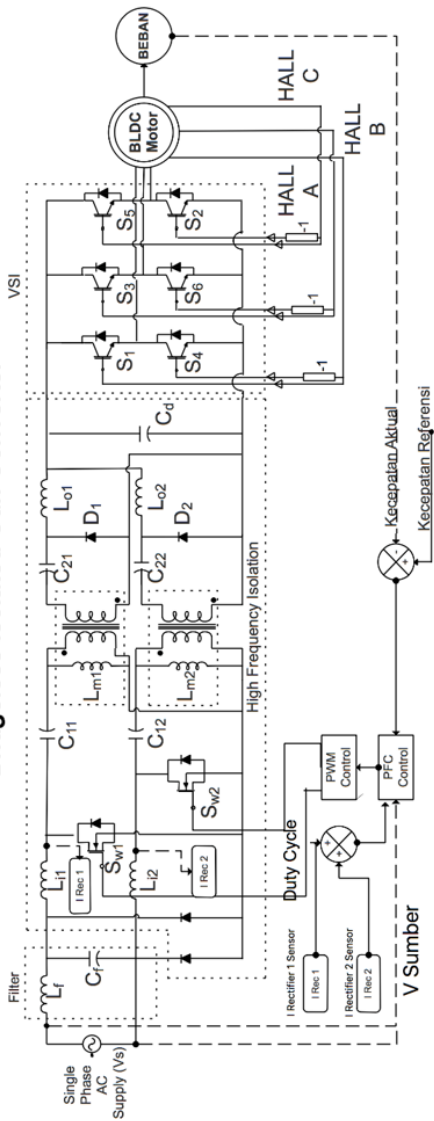
3.1 Konfigurasi Sistem Pengaturan Kecepatan Motor *BLDC*

Sistem pengaturan kecepatan motor BLDC pada penelitian ini menggunakan sumber listrik AC satu fasa sebagai sumber daya, memerlukan *bridgeless rectifier* untuk menyearahkan sumber AC menjadi DC, filter DC, *Bridgeless isolated-cuk converter*, *voltage source inverter* (VSI) untuk mengubah sumber DC menjadi sumber listrik tiga fasa, Motor BLDC yang terkopel dengan beban serta rangkaian kontrol. Konfigurasi sistem pengaturan kecepatan motor BLDC dapat dilihat pada gambar 3.1 dan akan dimodelkan menggunakan *software* PSIM.

Sumber listrik AC yang digunakan adalah 220Vrms dengan sumber tegangan minimal 170 V dan sumber tegangan maksimal 270 V dengan frekuensi sebesar 50 Hz. Sumber AC tersebut harus disearahkan menggunakan *bridgeless rectifier* agar sesuai dengan input yang dibutuhkan VSI yang nanti akan mengubah menjadi sumber listrik tiga fasa agar sesuai dengan kebutuhan motor BLDC sehingga motor dapat bergerak. Selanjutnya filter DC akan memperbaiki sinyal hasil penyearahan *rectifier*. *Bridgeless isolated-cuk converter* digunakan untuk menaikkan atau menurunkan tegangan DC dengan tegangan maksimum DC sebesar 130 V dan tegangan minimum DC sebesar 50 V. Selain itu konverter bertugas memperbaiki faktor daya akibat munculnya harmonisa hasil dari komponen non-linear. VSI digunakan untuk mengubah sumber DC menjadi sumber listrik tiga fasa. VSI akan dikontrol sesuai dengan sinyal keluaran sensor *hall-effect* agar motor BLDC dapat bergerak dengan baik. Kontrol pada VSI membutuhkan sinyal hasil sensor *hall-effect* untuk mengetahui posisi motor sehingga switch pada VSI dapat *on* dan *off* dan memberikan tegangan yang sesuai.

Kontrol kecepatan yang digunakan pada penelitian ini dilakukan dengan cara memberikan nilai kecepatan referensi yang akan dibandingkan dengan kecepatan aktual hasil pembacaan sensor. Hasil kontrol kecepatan tersebut diolah dengan kontrol perbaikan faktor daya untuk mengatur proses *switching* pada konverter. *Switching* tersebut akan berpengaruh pada perbaikan faktor daya yang terjadi pada konverter.

Bridgeless Isolated Cuk-Converter



Gambar 3.1 Konfigurasi sistem pengaturan kecepatan motor BLDC

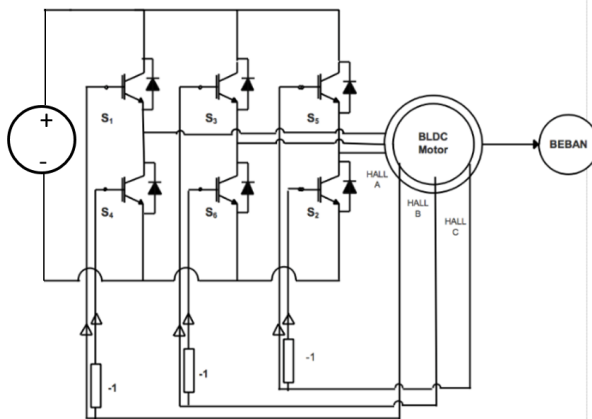
Motor BLDC yang digunakan pada penelitian ini sesuai dengan motor yang ada pada [1]. Beban rating yang digunakan sebesar 1.2 Nm dengan kecepatan motor dapat divariasi dengan maksimum kecepatan 2000 rpm. Berikut spesifikasi motor BLDC yang digunakan.

Tabel 3.1 Parameter motor BLDC

Parameter	Nilai
<i>No. of Poles (p)</i>	4
<i>Rated DC Bus Voltage (V_{dc})</i>	130 V
<i>Rated Speed (ω_r)</i>	2000 rpm
<i>Rated Torque (T_{rated})</i>	1.2 Nm
<i>Rated Power (P_{rated})</i>	188.49 W
<i>Speed Constant</i>	17.364 krpm/V
<i>Torque Constant (k_t)</i>	0.55 Nm/A
<i>Resistance per phase (R_{ph})</i>	4.32 Ω
<i>Inductance per phase (L_{ph})</i>	8 mH
<i>Moment of Inertia (J)</i>	1.8 kg.cm ²
<i>No Load Speed</i>	2257.32 rpm
<i>No Load Current</i>	0.7 A

3.2 Pemodelan Kontrol VSI Berbasis Sensor Hall-Effect

Tegangan yang dibutuhkan motor BLDC adalah tegangan DC kotak-kotak yang berjumlah tiga inputan sehingga menyerupai tiga fasa. Sedangkan tegangan keluaran dari konverter merupakan tegangan DC sehingga diperlukan *Voltage Source Inverter* (VSI) untuk mencacah tegangan DC menjadi sumber tegangan yang diperlukan motor. Kerja VSI sangat bergantung pada sinyal hasil deteksi sensor *hall-effect* yang akan mempengaruhi ketepatan proses switching yang terjadi. Sensor hall-effect yang digunakan untuk mendeteksi posisi rotor diletakkan pada tiga titik di motor yaitu H_a , H_b dan H_c . Sensor akan mendeteksi sinyal magnet yang dihasilkan rotor ketika melewati sensor tersebut. Ketiga sensor akan menghasilkan nilai 1, 0 dan -1. Dimana nilai 1 berarti kutub magnet pada rotor dekat dengan sensor, nilai 0 menandakan kutub magnet tidak terdeteksi dan -1 ketika terdeteksi kutub magnet yang berkebalikan dari kutub magnet yang terdeteksi saat nilai 1. Dapat dilihat skema sistem komutasi menggunakan VSI berbasis sensor *hall-effect* pada gambar 3.2.



Gambar 3. 1 Komutasi menggunakan VSI berbasis sensor *hall-effect*

Enam switch pada VSI bekerja berdasarkan hasil sinyal pendeteksian sensor *hall-effect*, setiap sensor mengatur dua switch yang tidak dapat bekerja secara bersamaan karena dapat menimbulkan hubungan singkat. Sensor Ha akan mengatur switch S1 dan S4, sensor Hb mengatur S3 dan S6 serta sensor Hc mengatur S5 dan S2.

Sinyal sensor *hall-effect* menghasilkan nilai 1, 0 dan -1 yang akan diubah menjadi nilai 1 dan 0 yang merepresentasikan ON dan OFF switch. Nilai 1 merupakan ON dan nilai 0 merupakan OFF sedangkan nilai -1 dikategorikan menjadi OFF karena identik dengan tidak terdeteksinya sinyal magnet awal. Setelah itu sinyal akan diberi gain -1 untuk switch S4, S6 dan S2 agar memiliki nilai berkebalikan dari input tujuannya untuk menghindari penyalan dua switch yang berpasangan secara bersama. Sinyal yang menuju switch akan melewati *on-off controller* yang berfungsi menjembatani sistem kontrol dan rangkaian elektronik. Diperlukan urutan komutasi yang baik untuk menghasilkan tegangan input yang sesuai dengan kebutuhan motor. Berikut tabel 3.2 berisi urutan komutasi menggunakan VSI berbasis sensor *hall-effect*.

Tabel 3.2 Tabel Komutasi VSI Berbasis Sensor *Hall-Effect*

Input			Output					
Ha	Hb	Hc	S.1	S.2	S.3	S.4	S.5	S.6
1	0	0	1	1	0	0	0	0

Tabel 3.2 Tabel Komutasi VSI Berbasis Sensor *Hall-Effect* lanjutan

0	1	0	0	0	1	1	0	0
1	1	0	0	1	1	0	0	0
0	0	1	1	0	0	0	0	1
1	0	1	1	0	0	0	0	1
0	1	1	0	0	0	1	1	0

3.3 Perancangan *Bridgeless Isolated-Cuk Converter*

Untuk dapat melaksanakan penelitian ini diperlukan perhitungan nilai tiap komponen. Nilai komponen dapat ditemukan dengan bantuan parameter-parameter yang telah ditentukan. Parameter didapat dari simulasi motor BLDC berdasarkan sumber listrik dan motor yang digunakan. Pada penelitian ini digunakan sumber tegangan AC sebesar 220V rms namun untuk variasi tegangan AC diberikan tegangan AC sebesar 270V sebagai sumber tegangan AC maksimum ($V_{s\ max}$) dan tegangan AC sebesar 170V sebagai sumber tegangan AC minimum ($V_{s\ min}$).

Motor dilakukan pengecekan dengan mengoperasikan pada kondisi ratingnya. Sumber DC mengalirkan tegangan listrik sebesar 130 V kepada motor, dimana tegangan tersebut merupakan tegangan maksimum ($V_{DC\ max}$) yang digunakan pada motor di penelitian ini. Motor diberi beban yang dikopel sebesar 1.2 Nm sehingga dihasilkan daya pada motor sebesar 250 W, nilai ini merupakan daya maksimum motor (P_{max}). Selanjutnya motor dioperasikan dengan memberikan sumber tegangan DC sebesar 50 V, dimana merupakan tegangan minimum ($V_{DC\ min}$) yang diberikan pada motor. Motor tetap diberi beban rating 1.2 Nm untuk mengetahui daya minimum (P_{min}) yang dihasilkan motor yaitu sebesar 96 W. Parameter-parameter diatas digunakan dalam perhitungan nilai komponen pada *bridgeless isolated-cuk converter*. Pada penelitian ini digunakan frekuensi sebesar 20 kHz pada *switching* konverter.

Pada induktor output ($L_{o1,2}$) akan diterapkan dua mode yaitu CICM dan DICM. *Continuous Inductor Conduction Mode* (CICM) atau (CCM) merupakan mode dimana nilai arus yang mengalir pada induktor akan selalu kontinu pada saat periode *switching*. Sedangkan untuk *Discontinuous Inductor Current Mode* (DICM) atau (DCM) arus yang mengalir pada konduktor akan mengalami *discontinuous* saat periode *switching*. Tujuan diterapkan dua mode adalah membandingkan performansi antar mode sehingga mengetahui yang terbaik.

3.3.1 Perhitungan Nilai Induktor Input ($L_{i1,2}$)

Berdasarkan analisa rangkaian dan penurunan rumus pada *Bridgeless Isolated-Cuk Converter*, maka dapat ditentukan nilai dari induktor input ($L_{i1,2}$) pada konverter berdasarkan rumus:

$$L_{i1,2} = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta I_{in} \cdot f_s} \quad (3.1)$$

ΔI_{in} merupakan perubahan nilai arus atau dapat dikatakan *ripple* arus sehingga dapat disubstitusi dengan $\eta \cdot I_{in}$ sehingga:

$$L_{i1,2} = \frac{V_{in} \cdot D}{\eta \cdot I_{in} \cdot f_s} \quad (3.2)$$

$$L_{i1,2} = \frac{R_{in} \cdot D}{\eta \cdot f_s} = \frac{V_s^2 \cdot D}{\eta \cdot P_i \cdot f_s} \quad (3.3)$$

Dengan parameter D (duty cycle) adalah:

$$D = \frac{V_{DC}}{N_2/N_1 \cdot V_s \sqrt{2} + V_{DC}} \quad (3.4)$$

Sehingga dapat disubstitusi kedalam persamaan (3.3) menjadi:

$$L_{i1,2} = \frac{V_s^2 \cdot V_{DC}}{\eta \cdot f_s \cdot P_i (N_2/N_1 \cdot V_s \sqrt{2} + V_{DC})} \quad (3.5)$$

Dimana V_{DC} merupakan nilai output konverter, V_s adalah tegangan yang disearahkan dari sumber listrik AC, η merupakan *ripple* arus yang diperbolehkan yaitu 50% dari arus input, f_s merupakan frekuensi *switching* konverter yaitu 20kHz, dan N_2/N_1 merupakan rasio HFT.

Terdapat 2 mode yang dapat dioperasikan pada induktor input ($L_{i1,2}$) yaitu mode DCM dan CCM. Untuk menemukan nilai induktor input ($L_{i1,2}$) dengan mode DCM maka parameter η bernilai 2 untuk menemukan titik kritisnya. Terdapat 2 perhitungan dalam mode DCM yaitu pada saat nilai minimum dan maximum DC link. Hasil yang digunakan adalah nilai terendah untuk memastikan terjadinya mode DCM

pada induktor. Tegangan sumber yang digunakan adalah saat supply minimum yaitu 170. Sehingga perhitungan untuk mode DCM adalah sebagai berikut:

$$\begin{aligned}
 L_{i1,2}(50) &= \frac{V_{s \min}^2 \cdot V_{DC \min}}{\eta \cdot f_s \cdot P_{\min} \left(\frac{N_2}{N_1} \cdot V_{s \min} \sqrt{2} + V_{DC \min} \right)} \\
 &= \frac{170^2 \cdot 50}{2 \cdot 20000 \cdot 96 \left(\frac{1}{2} \cdot 170 \sqrt{2} + 50 \right)} \\
 &= 2211 \mu H
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

$$\begin{aligned}
 L_{i1,2}(130) &= \frac{V_{s \min}^2 \cdot V_{DC \max}}{\eta \cdot f_s \cdot P_{\max} \left(\frac{N_2}{N_1} \cdot V_{s \min} \sqrt{2} + V_{DC \max} \right)} \\
 &= \frac{170^2 \cdot 130}{2 \cdot 20000 \cdot 250 \left(\frac{1}{2} \cdot 170 \sqrt{2} + 130 \right)} \\
 &= 1502 \mu H
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

Dalam memilih nilai induktor input ($L_{i1,2}$) mode DCM maka diperlukan pemilihan induktor dibawah nilai terkecil hasil perhitungan yaitu 1502 μH untuk mengantisipasi keadaan terburuk sehingga kondisi tetap DCM. Sehingga dipilihlah 130 μH sebagai nilai induktor input ($L_{i1,2}$). Pemilihan nilai induktor input berdasar [1] bahwa semakin rendah akan memastikan mode DCM pada $L_{i1,2}$

Sedangkan dalam menentukan nilai induktor input ($L_{i1,2}$) dalam keadaan CCM digunakan kondisi rating yaitu $V_{DC \max}$ dan P_{\max} untuk supply tegangan minimum ($V_{s \min}$). Sehingga didapat perhitungan sebagai berikut:

$$\begin{aligned}
 L_{i1,2} &= \frac{V_{s \min}^2 \cdot V_{DC \max}}{\eta \cdot f_s \cdot P_{\max} \left(\frac{N_2}{N_1} \cdot V_{s \min} \sqrt{2} + V_{DC \max} \right)} \\
 &= \frac{170^2 \cdot 130}{0.5 \cdot 20000 \cdot 250 \left(\frac{1}{2} \cdot 170 \sqrt{2} + 130 \right)} \\
 &= 6.006 \text{ mH}
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

Pada mode CCM ditentukan nilai yang digunakan adalah sebesar 6.006 mH sehingga gelombang arus yang didapat pada induktor input ($L_{i1,2}$) tidak akan pernah bernilai nol saat kondisi *discharging*.

3.3.2 Perhitungan Nilai Induktor Output ($L_{o1,2}$)

Berdasarkan analisa rangkaian dan penurunan rumus pada *Bridgeless Isolated-Cuk Converter*, maka dapat ditentukan nilai dari induktor output ($L_{o1,2}$) pada konverter berdasarkan rumus:

$$L_{o1,2} = \frac{V_{DC} \cdot (1-D)}{\Delta I_{Lo} \cdot f_s} \quad (3.9)$$

ΔI_{Lo} merupakan perubahan nilai arus atau dapat dikatakan *ripple* arus sehingga dapat disubstitusi dengan $\lambda \cdot I_{Lo}$ menjadi:

$$L_{o1,2} = \frac{V_{DC} \cdot (1-D)}{\lambda \cdot I_{Lo} \cdot f_s} \quad (3.10)$$

Diketahui,

$$I_{Lo} = \frac{1-D}{D} \times I_{in}$$

$$\frac{I_{Lo}}{1-D} = \frac{I_{in}}{D}$$

Sehingga jika disubstitusikan ke persamaan (3.10) persamaan menjadi:

$$L_{o1,2} = \frac{V_{DC} \cdot D}{\lambda \cdot I_{in} \cdot f_s} \quad (3.11)$$

Dengan substitusi I_{in} dan duty cycle (D)

$$L_{o1,2} = \frac{V_{DC}^2}{\lambda \cdot I_{in} \cdot f_s \left(\frac{N_2}{N_1} \cdot V_s \sqrt{2} + V_{DC} \right)} = \frac{R_{in} \cdot V_{DC}^2}{\lambda \cdot V_{in} \cdot f_s \left(\frac{N_2}{N_1} \cdot V_s \sqrt{2} + V_{DC} \right)} \quad (3.12)$$

$$L_{o1,2} = \frac{V_s^2 \cdot V_{DC}^2}{\lambda \cdot f_s \cdot V_{in} \cdot P_i \left(\frac{N_2}{N_1} \cdot V_s \sqrt{2} + V_{DC} \right)} \quad (3.14)$$

Dimana V_{DC} merupakan nilai output konverter, V_s adalah tegangan yang disearahkan dari sumber listrik AC, λ merupakan *ripple* arus yang

diperbolehkan yaitu 25%, frekuensi *switching* konverter yaitu 20kHz, dan N_2/N_1 merupakan rasio HFT.

Terdapat 2 mode yang dapat dioperasikan pada induktor output ($L_{o1,2}$) yaitu mode DCM dan CCM. Untuk menemukan nilai induktor output ($L_{o1,2}$) dengan mode DCM maka parameter λ bernilai 2 untuk menemukan titik kritisnya. Terdapat 2 perhitungan dalam mode DCM yaitu pada saat nilai minimum dan maximum DC link. Hasil yang digunakan adalah nilai terendah untuk memastikan terjadinya mode DCM pada induktor. Tegangan sumber yang digunakan adalah saat supply minimum yaitu 170. Sehingga perhitungan untuk mode DCM adalah sebagai berikut:

$$\begin{aligned} L_{o1,2} (50) &= \frac{V_{s \min}^2 \cdot V_{DC \min}^2}{\lambda \cdot f_s \cdot V_{s \min} \sqrt{2} \cdot P_{\min} \left(\frac{N_2}{N_1} \cdot V_{s \min} \sqrt{2} + V_{DC \min} \right)} \\ &= \frac{170^2 \cdot 50^2}{2 \cdot 20000 \cdot 170 \sqrt{2} \cdot 96 \left(\frac{1}{2} \cdot 170 \sqrt{2} + 50 \right)} \\ &= 459,79 \mu H \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned} L_{o1,2} (130) &= \frac{V_{s \min}^2 \cdot V_{DC \max}^2}{\lambda \cdot f_s \cdot V_{s \min} \sqrt{2} \cdot P_{\max} \left(\frac{N_2}{N_1} \cdot V_{s \min} \sqrt{2} + V_{DC \max} \right)} \\ &= \frac{170^2 \cdot 130^2}{2 \cdot 20000 \cdot 170 \sqrt{2} \cdot 250 \left(\frac{1}{2} \cdot 170 \sqrt{2} + 130 \right)} \\ &= 811,93 \mu H \end{aligned} \quad (3.16)$$

Dalam memilih nilai induktor output ($L_{o1,2}$) mode DCM maka diperlukan pemilihan induktor dibawah nilai terkecil hasil perhitungan yaitu 459,79 μH untuk mengantisipasi keadaan terburuk yaitu saat V_{DC} minimum sehingga kondisi tetap DCM. Sehingga dipilihlah 70 μH sebagai nilai induktor output ($L_{o1,2}$). Pemilihan nilai induktor output berdasar [1] bahwa semakin rendah nilai induktor output maka memastikan nilai $L_{o1,2}$ pada mode DCM

Sedangkan dalam menentukan nilai induktor output ($L_{o1,2}$) dalam keadaan CCM digunakan kondisi rating yaitu $V_{DC \max}$ dan P_{\max} untuk supply tegangan minimum ($V_{s \min}$). Sehingga didapat perhitungan sebagai berikut:

$$L_{o1,2} = \frac{V_{s \min}^2 \cdot V_{DC \max}^2}{\lambda \cdot f_s \cdot V_{s \min} \sqrt{2} \cdot P_{\max} \left(\frac{N_2}{N_1} \cdot V_{s \min} \sqrt{2} + V_{DC \max} \right)}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{170^2 \cdot 130^2}{0.25 \cdot 20000 \cdot 170 \sqrt{2} \cdot 250 (1/2 \cdot 170 \sqrt{2} + 130)} \\
&= 6.496 \text{ mH}
\end{aligned} \tag{3.17}$$

Pada mode CCM ditentukan nilai yang digunakan adalah sebesar 6.496 mH sehingga gelombang arus yang didapat pada induktor input ($L_{i1,2}$) tidak akan pernah bernilai nol saat kondisi *discharging*.

3.3.3 Perhitungan Nilai Induktansi Magnetik HFT ($L_{m1,2}$)

Berdasarkan analisa rangkaian dan penurunan rumus pada *Bridgeless Isolated-Cuk Converter*, maka dapat ditentukan nilai dari induktansi magnetik HFT ($L_{m1,2}$) pada konverter berdasarkan rumus:

$$L_{m1,2} = \frac{V_{DC} \cdot (1-D)}{\Delta I_{Lm} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot f_s} \tag{3.18}$$

ΔI_{Lm} merupakan perubahan nilai arus atau dapat dikatakan *ripple* arus sehingga dapat disubstitusi dengan $\xi \cdot I_{Lm}$ menjadi:

$$L_{m1,2} = \frac{V_{DC} \cdot (1-D)}{\xi \cdot I_{Lm} \cdot (\frac{N_2}{N_1}) \cdot f_s} \tag{3.19}$$

Arus yang mengalir pada $L_{m1,2}$ sama dengan arus yang mengalir pada I_{in} sehingga:

$$L_{m1,2} = \frac{V_{DC} \cdot (1-D)}{\xi \cdot I_{in} \cdot (\frac{N_2}{N_1}) \cdot f_s} \tag{3.20}$$

Dilakukan substitusi pada $(1-D)$ pada persamaan (3.20) menggunakan rumus duty cycle menjadi:

$$L_{m1,2} = \frac{V_{DC}}{\xi \cdot I_{in} \cdot (\frac{N_2}{N_1}) \cdot f_s} \cdot \frac{\frac{N_2}{N_1} \cdot V_{in}}{(\frac{N_2}{N_1} \cdot V_{in} + V_{DC})} \tag{3.21}$$

$$L_{m1,2} = \frac{R_{in} \cdot V_{DC}}{\xi \cdot f_s \left(\frac{N_2}{N_1} \cdot V_{in} + V_{DC} \right)} = \frac{V_s^2 \cdot V_{DC}}{P_i \cdot \xi \cdot f_s \left(\frac{N_2}{N_1} \cdot V_s \sqrt{2} + V_{DC} \right)} \quad (3.22)$$

Dimana V_{DC} merupakan nilai output konverter, V_s adalah tegangan yang disearahkan dari sumber listrik AC, ξ merupakan *ripple* arus yang diperbolehkan yaitu 50% dari arus input, f_s merupakan frekuensi *switching* konverter yaitu 20kHz, dan N_2/N_1 merupakan rasio HFT.

Menentukan nilai induktansi magnetik HFT ($L_{m1,2}$) digunakan kondisi rating yaitu $V_{DC \max}$ dan P_{\max} untuk supply tegangan minimum ($V_{s \min}$). Sehingga didapat perhitungan sebagai berikut:

$$\begin{aligned} L_{m1,2} &= \frac{V_{s \min}^2 \cdot V_{DC \max}}{\eta \cdot f_s \cdot P_{\max} \left(\frac{N_2}{N_1} \cdot V_{s \min} \sqrt{2} + V_{DC \max} \right)} \\ &= \frac{170^2 \cdot 130}{0.5 \cdot 20000 \cdot 250 \left(\frac{1}{2} \cdot 170 \sqrt{2} + 130 \right)} \\ &= 6.006 \text{ mH} \end{aligned} \quad (3.23)$$

Ditentukan nilai yang digunakan adalah sebesar 6.006 mH pada induktansi magnetik HFT ($L_{m1,2}$)

3.3.4 Perhitungan Nilai Kapasitor *Intermediate* input ($C_{11,12}$)

Berdasarkan analisa rangkaian dan penurunan rumus pada *Bridgeless Isolated-Cuk Converter*, maka dapat ditentukan nilai dari kapasitor *intermediate* input ($C_{11,12}$) pada konverter berdasarkan rumus:

$$C_1 = \frac{V_{in} \cdot \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 \cdot D^2}{\Delta V_{C1} \cdot R_L \cdot f_s \cdot (1-D)} \quad (3.24)$$

ΔV_{C1} merupakan perubahan nilai tegangan atau dapat dikatan *ripple* kapasitor sehingga dapat disubstitusi dengan $^k \cdot V_{C1}$ menjadi:

$$C_1 = \frac{V_{in} \cdot \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 \cdot D^2}{^k \cdot V_{C1} \cdot R_L \cdot f_s \cdot (1-D)} \quad (3.25)$$

Dilakukan substitusi terhadap D dan $(1-D)$ pada persamaan (3.25) menggunakan rumus duty cycle menjadi:

$$C_1 = \frac{N_2/N_1 \cdot V_{DC}^2}{k \cdot V_{C1} \cdot R_L \cdot f_s \cdot (N_2/N_1 \cdot V_s \sqrt{2} + V_{DC})} \quad (3.26)$$

Menurut rangkaian *Bridgeless Isolated-Cuk Converter*, Kapasitor *Intermediate* input (C_1) harus mampu menahan tegangan yang dikeluarkan input V_{in} sehingga:

$$C_1 = \frac{N_2/N_1 \cdot V_{DC}^2}{k \cdot V_s \sqrt{2} \cdot R_L \cdot f_s \cdot (N_2/N_1 \cdot V_s \sqrt{2} + V_{DC})} \quad (3.27)$$

Sedangkan R_L dapat disubstitusi menggunakan rumus:

$$P_i = \frac{V_{DC}^2}{R_L} \quad (3.28)$$

Sehingga R_L pada persamaan (3.27) dapat disubstitusi menjadi:

$$C_1 = \frac{N_2/N_1 \cdot P_i}{k \cdot V_s \sqrt{2} \cdot f_s \cdot (N_2/N_1 \cdot V_s \sqrt{2} + V_{DC})} \quad (3.29)$$

Dimana P_i merupakan daya yang digunakan konverter, V_{DC} merupakan nilai output konverter, V_s adalah tegangan yang disearahkan dari sumber listrik AC, k merupakan *ripple* tegangan yang diperbolehkan yaitu 5% dari arus input, f_s merupakan frekuensi *switching* konverter yaitu 20kHz, dan N_2/N_1 merupakan rasio HFT.

Menentukan kapasitor *intermediate* input ($C_{11,12}$) pada konverter menggunakan kondisi rating yaitu daya maksimum (P_{max}), supply tegangan maksimum ($V_{s max}$) dan tegangan output konverter maksimum ($V_{DC max}$). Sehingga didapat perhitungan sebagai berikut:

$$(C_{11,12}) = \frac{N_2/N_1 \cdot P_{max}}{k \cdot V_{s max} \sqrt{2} \cdot f_s \cdot (N_2/N_1 \cdot V_{s max} \sqrt{2} + V_{DC max})}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{0.5 \cdot 250}{0.05 \cdot 270 \sqrt{2} \cdot 20000 \left(\frac{1}{2} \cdot 270 \sqrt{2} + 130 \right)} \\
&= 1020 \text{ nF}
\end{aligned} \tag{3.30}$$

Untuk nilai kapasitor *intermediate* input ($C_{11,12}$) didapatkan sebesar 1020 nF yang pada rangkaian ditetapkan menggunakan 1100 nF.

3.3.5 Perhitungan Nilai Kapasitor *Intermediate* output ($C_{21,22}$)

Berdasarkan analisa rangkaian dan penurunan rumus pada *Bridgeless Isolated-Cuk Converter*, maka dapat ditentukan nilai dari kapasitor *intermediate* output ($C_{21,22}$) pada konverter berdasarkan rumus:

$$C_2 = \frac{V_{DC} \cdot D}{\Delta V_{C2} \cdot R_L \cdot f_s} \tag{3.31}$$

ΔV_{C2} merupakan perubahan nilai tegangan atau dapat dikatakan *ripple* kapasitor sehingga dapat disubstitusi dengan $x \cdot V_{C2}$ menjadi:

$$C_2 = \frac{V_{DC} \cdot D}{x \cdot V_{C2} \cdot R_L \cdot f_s} \tag{3.32}$$

Dilakukan substitusi terhadap D pada persamaan (3.32) menggunakan rumus duty cycle menjadi:

$$C_2 = \frac{V_{DC}^2}{x \cdot V_{C2} \cdot R_L \cdot f_s \left(\frac{N_2}{N_1} \cdot V_s \sqrt{2} + V_{DC} \right)} \tag{3.33}$$

Menurut rangkaian *Bridgeless Isolated-Cuk Converter* kapasitor *intermediate* output (C_2) harus mampu menahan tegangan yang dikeluarkan input V_{DC} sehingga:

$$C_2 = \frac{V_{DC}^2}{x \cdot V_{DC} \cdot R_L \cdot f_s \left(\frac{N_2}{N_1} \cdot V_s \sqrt{2} + V_{DC} \right)} \tag{3.34}$$

Sedangkan R_L dapat disubstitusi menggunakan rumus:

$$P_i = \frac{V_{DC}^2}{R_L} \quad (3.28)$$

Sehingga R_L pada persamaan (3.34) dapat disubstitusi menjadi:

$$C_2 = \frac{P_i}{x \cdot V_{DC} \cdot f_s \left(\frac{N_2}{N_1} \cdot V_s \sqrt{2} + V_{DC} \right)} \quad (3.35)$$

Dimana P_i merupakan daya yang digunakan konverter, V_{DC} merupakan nilai output konverter, V_s adalah tegangan yang disearahkan dari sumber listrik AC, x merupakan *ripple* tegangan yang diperbolehkan yaitu 10% dari arus input, f_s merupakan frekuensi *switching* konverter yaitu 20kHz, dan N_2/N_1 merupakan rasio HFT.

Menentukan kapasitor *intermediate* output ($C_{21,22}$) pada konverter menggunakan kondisi rating yaitu daya maksimum (P_{max}) dan tegangan output konverter maksimum ($V_{DC \max}$). Dibutuhkan tiga perhitungan untuk menentukan kapasitor *intermediate* output ($C_{21,22}$) yaitu pada saat nilai tegangan sumber (V_s) minimum, maximum dan tegangan yang memenuhi syarat [1]. Hasil yang digunakan adalah nilai yang tertinggi dengan syarat tegangan sumber (V_s) tidak kurang dari 85V. Sehingga perhitungan untuk mendapatkan nilai kapasitor *intermediate* output ($C_{21,22}$) adalah sebagai berikut:

$$\begin{aligned} C_{21,22(270)} &= \frac{P_{max}}{x \cdot V_{DC \max} \cdot f_s \left(\frac{N_2}{N_1} \cdot V_{s \max} \sqrt{2} + V_{DC \max} \right)} \\ &= \frac{250}{0.1 \cdot 130 \cdot 20000 \left(\frac{1}{2} \cdot 270 \sqrt{2} + 130 \right)} \\ &= 2.996 \mu F \end{aligned} \quad (3.36)$$

$$\begin{aligned} C_{21,22(270)} &= \frac{P_{max}}{x \cdot V_{DC \max} \cdot f_s \left(\frac{N_2}{N_1} \cdot V_{s \min} \sqrt{2} + V_{DC \max} \right)} \\ &= \frac{250}{0.1 \cdot 130 \cdot 20000 \left(\frac{1}{2} \cdot 170 \sqrt{2} + 130 \right)} \\ &= 3.843 \mu F \end{aligned} \quad (3.37)$$

$$\begin{aligned} C_{21,22(270)} &= \frac{P_{max}}{x \cdot V_{DC \max} \cdot f_s \left(\frac{N_2}{N_1} \cdot V_s \sqrt{2} + V_{DC \max} \right)} \\ &= \frac{250}{0.1 \cdot 130 \cdot 20000 \left(\frac{1}{2} \cdot 125 \sqrt{2} + 130 \right)} \end{aligned}$$

$$= 4.4 \mu F \quad (3.38)$$

Untuk nilai kapasitor *intermediate* output ($C_{21,22}$) ditetapkan sebesar $4.4 \mu F$ karena memenuhi syarat [1] dimana nilai yang diambil paling besar dengan tegangan sumber (V_s) tidak kurang dari 85V.

3.3.6 Perhitungan Nilai Kapasitor DC Link (C_d)

Berdasarkan analisa rangkaian dan penurunan rumus pada *Bridgeless Isolated-Cuk Converter*, maka dapat ditentukan nilai dari kapasitor *DC link* (C_d) pada konverter berdasarkan rumus:

$$C_d = \frac{I_{DC}}{2\omega\Delta V_{DC}} \quad (3.39)$$

Dimana I_{DC} dapat disubstitusi menjadi:

$$C_d = \frac{P_i}{2 \cdot \pi \cdot f_{line}(\Delta V_{DC})V_{DC}} \quad (3.40)$$

ΔV_{DC} merupakan perubahan nilai tegangan atau dapat dikatakan *ripple* tegangan output, sehingga dapat disubstitusi dengan $\rho \cdot V_{DC \min}$ menjadi:

$$C_d = \frac{P_i}{2 \cdot \pi \cdot f_{line}(\rho \cdot V_{DC \min})V_{DC}} \quad (3.41)$$

P_i merupakan daya yang digunakan konverter, f_{line} merupakan frekuensi dari sumber tegangan AC, ρ merupakan *ripple* tegangan output yang diijinkan sesuai dengan syarat yang berlaku dan V_{DC} merupakan nilai output konverter. Untuk menghitung nilai kapasitor *DC link* (C_d) pada konverter digunakan daya minimum (P_{min}), tegangan output konverter minimum ($V_{DC \min}$), ρ yang ditentukan sebesar 3% dan frekuensi dari sumber tegangan AC yaitu 50 Hz. Sehingga dapat dihitung nilai kapasitor *DC link* (C_d) yang didapat adalah:

$$C_d = \frac{P_{min}}{2 \cdot \pi \cdot f_{line}(\rho V_{DC \min})V_{DC \min}}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{96}{2 \cdot 3.14 \cdot 50 (0.03 \cdot 50) \cdot 50} \\
&= 2038 \mu F
\end{aligned} \tag{3.42}$$

Dari hasil perhitungan didapat nilai kapasitor *DC link* (C_d) sebesar 2038 μF namun ditentukan nilai kapasitor *DC link* (C_d) dibulatkan menjadi 2200 μF .

3.4 Perancangan Filter DC

Pemasangan filter DC di motor BLDC berguna untuk memperbaiki arus dan tegangan sebelum masuk ke konverter. Filter DC terdiri dari kapasitor dan induktor [22]. Dalam rancangan konverter *Bridgeless Isolated-Cuk Converter* diperlukan *low pass LC filter* untuk mengurangi harmonik orde tinggi. Filter kapasitor berfungsi untuk mengurangi *ripple* pada tegangan namun akan berakibat meningkatnya arus pada dioda yang bisa merusak komponen dioda serta menimbulkan panas berlebih sehingga mengurangi efisiensi filter. Maka, ditambahkan filter induktor yang berfungsi mengurangi arus dioda berlebih dan mengurangi *ripple* pada arus. Kombinasi LC filter yang tepat akan memberikan reduksi yang cukup pada *ripple* arus dan tegangan.

3.4.1. Perhitungan Nilai Komponen Filter C (C_{\max})

Berdasarkan rumus yang telah diketahui, maka dapat ditentukan nilai dari komponen filter C (C_{\max}) pada konverter berdasarkan rumus:

$$C_{\max} = \frac{I_m}{\omega_L \cdot V_m} \tan(\theta) \tag{3.43}$$

Substitusi I_m pada persamaan (3.43) berdasarkan rumus:

$$I_m = \frac{P_{\max} \cdot \sqrt{2}}{V_s} \tag{3.44}$$

Sehingga didapat persamaan:

$$C_{\max} = \frac{P_{\max} \cdot \sqrt{2} / V_s}{\omega_L \cdot V_m} \tan(\theta) \tag{3.45}$$

ω_L dapat dijabarkan menjadi $2\pi \cdot f_{line}$ sedangkan V_m merupakan tegangan puncak yang diberikan sehingga dapat disubstitusi dengan $V_s \sqrt{2}$. Sehingga persamaan (3.45) dapat disubstitusi menjadi:

$$C_{\max} = \frac{P_{\max} \cdot \sqrt{2} / V_s}{2\pi \cdot f_{line} \cdot V_s \sqrt{2}} \tan(\theta) \quad (3.46)$$

Dimana P_{\max} merupakan daya maksimum yang digunakan yaitu 250 W, V_s merupakan sumber tegangan AC yang diberikan yaitu 220rms, θ merupakan sudut perbedaan antara arus dan tegangan pada sumber AC yang ditentukan sebesar 2° dan f_{line} merupakan frekuensi dari sumber tegangan AC yang digunakan yaitu 50 Hz. Sehingga dapat dihitung nilai komponen filter C (C_{\max}) yang didapat adalah:

$$\begin{aligned} C_{\max} &= \frac{P_{\max} \cdot \sqrt{2} / V_s}{2\pi \cdot f_{line} \cdot V_s \sqrt{2}} \tan(\theta) \\ &= \frac{250 \cdot \sqrt{2} / 220}{2 \cdot 3.14 \cdot 50 \cdot 220 \sqrt{2}} \tan(2^\circ) \\ &= 574,45 \text{ nF} \end{aligned} \quad (3.47)$$

Nilai komponen filter C (C_{\max}) yang didapat adalah sebesar 574,45 nF namun untuk mengurangi harmonik orde tinggi. Perbedaan sudut gelombang antara arus dan tegangan berbanding lurus dengan nilai kapasitor filter. Sehingga untuk mendapatkan *input displacement factor* (IDF) yang tinggi ($IDF = \cos \theta$), nilai kapasitor harus seminimal mungkin sehingga dipilih nilai komponen filter C (C_{\max}) adalah 330 nF.

3.4.2. Perhitungan Nilai Komponen Filter L (L_{req})

Berdasarkan rumus yang telah diketahui, maka dapat ditentukan nilai dari komponen filter L (L_{req}) pada konverter berdasarkan rumus:

$$L_{\text{req}} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_c^2 \cdot C_f} - 0.025 \frac{V_s^2}{\omega_L \cdot P_o} \quad (3.48)$$

Dimana f_c merupakan frekuensi cut-off yang besar nilainya $f_L < f_c < f_s$ sehingga dipilih f_c sebesar $f_s/10$. f_s adalah frekuensi *switching* yang

digunakan pada konverter yaitu 20 kHz. C_f merupakan nilai komponen filter C yang telah didapat yaitu 330 nF. V_s merupakan sumber tegangan AC yang diberikan yaitu 220rms. ω_L dapat dijabarkan menjadi $2\pi \cdot f_{line}$ dimana f_{line} merupakan frekuensi dari sumber tegangan AC yang digunakan yaitu 50 Hz dan P_o merupakan daya maksimum yang dikeluarkan. Sehingga dapat dihitung nilai komponen filter L (L_{req}) yang didapat adalah:

$$\begin{aligned} L_{req} &= \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_c^2 \cdot C_f} - 0.025 \frac{V_s^2}{2\pi \cdot f_{line} \cdot P_o} \\ &= \frac{1}{4.3.14^2 \cdot 2000^2 \cdot 330 \times 10^{-9}} - 0.025 \frac{220^2}{2.3.14 \cdot 50 \cdot 250} \\ &= 3.77 \text{ mH} \end{aligned} \quad (3.49)$$

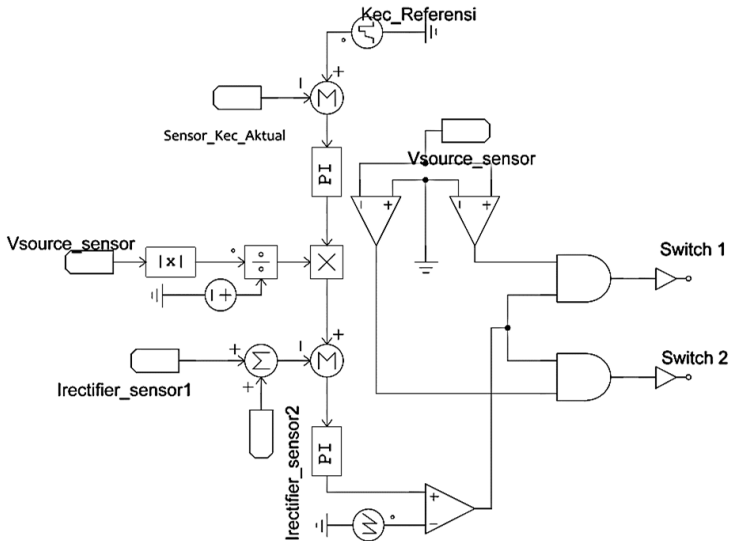
3.5 Sistem Switching Konverter untuk Kontrol Kecepatan Motor dan PFC

Motor BLDC memerlukan sebuah sistem kontrol otomatis berfungsi untuk mengendalikan sistem dengan menggunakan sinyal error sebagai referensi untuk menghasilkan sinyal output yang sesuai dengan sinyal input yang diinginkan. Sistem kontrol otomatis harus memiliki respon yang cepat, stabil dan mudah diatur. Sistem kontrol yang digunakan merupakan sistem rangkaian tertutup dimana semua input dan output dari sistem kontrol akan saling berhubungan. Kontrol kecepatan dilakukan dengan memberikan kecepatan referensi yang nanti akan dibandingkan langsung dengan kecepatan aktual motor sehingga kecepatan motor sesuai dengan kecepatan yang diinginkan. Pada penelitian ini digunakan dua metode kontrol otomatis yaitu . Metode *average current control* dan metode *hysteresis current control* [22]. Kedua metode berfungsi sebagai kontrol kecepatan dan kontrol *duty cycle* pada motor yang akan mempengaruhi kerja perbaikan faktor daya pada konverter. Performansi kedua metode akan dibandingkan berdasarkan harmonisa, faktor daya, kestabilan dan respon pengaturan kecepatan.

3.5.1. Metode Average Current Control

Digunakan dua kontroler PI dalam sistem kontrol metode *average current* untuk meredam error yang dihasilkan dari dua perbandingan sinyal yang ada. Perbandingan pertama yaitu perbandingan kecepatan aktual dan kecepatan referensi yang menghasilkan sinyal error 1 yang harus

diperbaiki oleh kontroler PI 1. Perbandingan kedua adalah perbandingan sinyal tegangan sumber dengan arus rectifier yang menghasilkan sinyal eror 2 yang harus diredam dengan kontroler PI 2. Arus *rectifier* ini digunakan untuk fungsi perbaikan faktor daya dan mitigasi harmonisa. Besar kecilnya *error* pada operasi ini merepresentasikan besar kecilnya faktor daya pada satu waktu.



Gambar 3.2 Sistem Kontrol Metode Average Current

Pada metode ini digunakan tiga sensor utama yaitu sensor kecepatan, sensor arus dan sensor tegangan. Proses awal dilakukan dengan pendeteksian kecepatan aktual oleh sensor kecepatan yang kemudian dibandingkan dengan kecepatan referensi yang telah ditetapkan. Kecepatan referensi dapat bervariasi dengan kecepatan referensi maksimum merupakan kecepatan rating motor, digunakan *piecewise linear* untuk pengaturannya. Setelah dibandingkan akan dihasilkan sinyal eror yang akan diolah oleh kontroler PI 1 untuk diperbaiki dan untuk mempercepat respon agar kecepatan aktual cepat mengikuti kecepatan referensi. Keluar dari PI 1 sinyal akan dikalikan dengan sinyal hasil nilai absolut dari tegangan sumber yang telah dibagi dengan konstanta sebesar 311 yakni nilai puncak tegangan sumber.

Tujuan dari perkalian sinyal kontrol keluaran PI 1 dengan sinyal absolut tegangan sumber adalah agar bentuk sinyal kontrol menjadi sinusoidal yang disearahkan sehingga dapat dibandingkan dengan sinyal hasil sensor arus pada *rectifier*. Sinyal hasil perbandingan tersebut selanjutnya melewati kontroler PI lagi yaitu PI 2 untuk diperbaiki untuk mempercepat respon. Sinyal keluaran PI 2 kemudian dikomparasi dengan gelombang *sawtooth* sehingga keluar sinyal *duty cycle*.

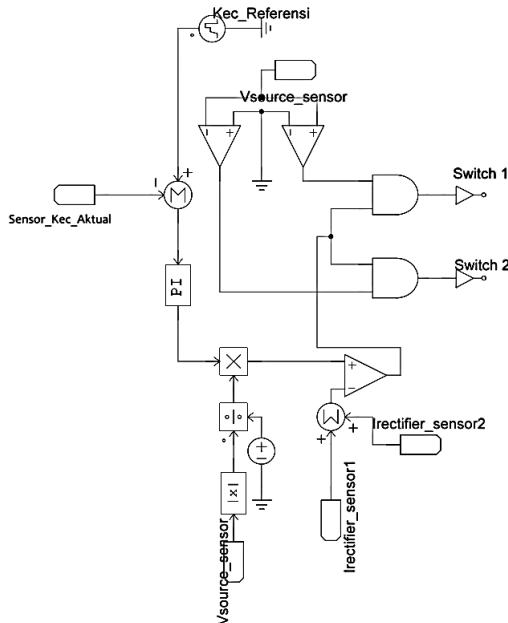
Sebelum dapat dialirkan ke switch masing-masing sinyal *duty cycle* harus dipisah berdasarkan siklus positif dan negatif dari tegangan AC sumber sehingga harus di masukkan gate AND dengan sinyal sensor tegangan sumber AC yang telah dikomparasi sehingga terpisah siklus positif dan negatifnya. Baru sinyal keluaran gate AND melewati *on-off controller* untuk mengubah sinyal kontrol menjadi sinyal daya yang akan dimasukkan ke switch masing-masing. Switch 1 akan diberikan *duty cycle* siklus positif sedangkan switch 2 diberikan *duty cycle* siklus negatif.

Tabel 3. 3 Spesifikasi Pengontrol pada Metode *Average Current Control*

Kontroler PI 1	<i>Gain</i> = 0.01
	<i>Time Constant</i> = 0.1
Kontroler PI 2	<i>Gain</i> = 20
	<i>Time Constant</i> = 10
Konstanta Pembagi Nilai Tegangan	311
Gelombang <i>Sawtooth</i>	$V_{peak} = 1\text{ V}$
	Frekuensi = 20 kHz

3.5.2. Metode *Hysterisis Current Control*

Digunakan kontroler PI dalam sistem kontrol metode *hysterisis current* untuk meredam error yang dihasilkan dari perbandingan sinyal kecepatan aktual dan kecepatan referensi. Kelebihan *hysterisis current control* adalah tidak diperlukannya sinyal gelombang *sawtooth* dan desain sederhana sehingga memiliki proses kontrol lebih cepat.



Gambar 3.4 Sistem Kontrol Metode *Hysterisis Current*

Pada metode ini digunakan tiga sensor utama yaitu sensor kecepatan, sensor arus dan sensor tegangan. Proses awal dilakukan dengan pendeteksian kecepatan aktual oleh sensor kecepatan yang kemudian dibandingkan dengan kecepatan referensi yang telah ditetapkan. Kecepatan referensi dapat bervariasi dengan kecepatan referensi maksimum merupakan kecepatan rating motor, digunakan *piecewise linear* untuk pengaturannya. Setelah dibandingkan akan dihasilkan sinyal error yang akan diolah oleh kontroler PI untuk diperbaiki dan untuk mempercepat respon agar kecepatan aktual cepat mengikuti

kecepatan referensi. Keluar dari PI sinyal akan dikalikan dengan sinyal hasil nilai absolut dari tegangan sumber yang telah dibagi dengan konstanta sebesar 311 yakni nilai puncak tegangan sumber. Tujuan dari perkalian sinyal kontrol keluaran PI dengan sinyal absolut tegangan sumber adalah agar bentuk sinyal kontrol menjadi sinusoidal yang disearahkan sehingga dapat dikomparasi dengan sinyal hasil sensor arus pada *rectifier*. Sinyal hasil perkalian tersebut selanjutnya dikomparasi dengan sinyal hasil sensor arus pada *rectifier* sehingga keluar sinyal *duty cycle*.

Sebelum dapat dialirkan ke switch masing-masing sinyal *duty cycle* harus dipisah berdasarkan siklus positif dan negatif dari tegangan AC sumber sehingga harus di masukkan gate AND dengan sinyal sensor tegangan sumber AC yang telah dikomparasi sehingga terpisah siklus positif dan negatifnya. Baru sinyal keluaran gate AND melewati *on-off controller* untuk mengubah sinyal kontrol menjadi sinyal daya yang akan dimasukkan ke switch masing-masing. Switch 1 akan diberikan *duty cycle* siklus positif sedangkan switch 2 diberikan *duty cycle* siklus negatif.

Tabel 3.3 Spesifikasi Pengontrol pada Metode *Hysterisis Current Control*

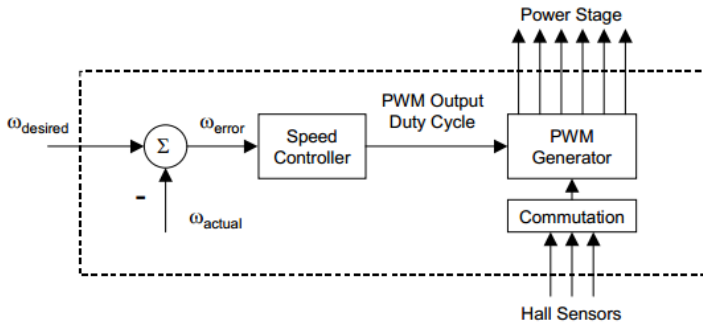
Kontroler PI 1	<i>Gain</i> = 0.01
	<i>Time Constant</i> = 0.1
Konstanta Pembagi Nilai Tegangan	311

Konfigurasi sistem pengaturan kecepatan motor BLDC dengan *bridgeless isolated-cuk converter* berbasis PFC menggunakan metode *average current control* dan *hysterisis current control* dapat dilihat pada lampiran.

3.6 Perancangan Motor BLDC Konvensional

Pada penelitian ini akan dibandingkan performansi motor BLDC *bridgeless isolated-cuk converter* dengan motor BLDC konvensional. Pada motor BLDC konvensional sumber tegangan AC akan disearahkan oleh *full-wave rectifier*. Tegangan AC yang telah disearahkan akan masuk langsung ke VSI tanpa perlu melewati konverter yang berfungsi untuk memperbaiki faktor daya. Dari VSI tegangan akan dikomutasi untuk menggerakkan motor BLDC. Proses komutasi menggunakan cara yang sama yaitu berdasarkan sinyal pendeteksian sensor *hall-effect*. Untuk sistem pengaturan kecepatan digunakan sistem *close loop* yang akan diumpan kan pada *switching* pada VSI.

Kecepatan motor akan dipengaruhi oleh tegangan yang diberikan. Tegangan yang diberikan dapat diatur menggunakan sinyal PWM. Pengaturan kecepatan pada motor BLDC konvensional menggunakan kontroler PI. Dimana perbandingan dari kecepatan aktual dan kecepatan referensi akan menjadi sinyal error yang akan diolah kontroler PI kemudian akan dikomparasi dengan sinyal hasil deteksi sensor *hall-effect* untuk mengatur duty cycle pada sinyal PWM yang akan mengatur kecepatan motor yang diinginkan [23].



Gambar 3. 4 Skema Kontrol Kecepatan BLDC Konvensional [23]

Halaman ini sengaja dikosongkan

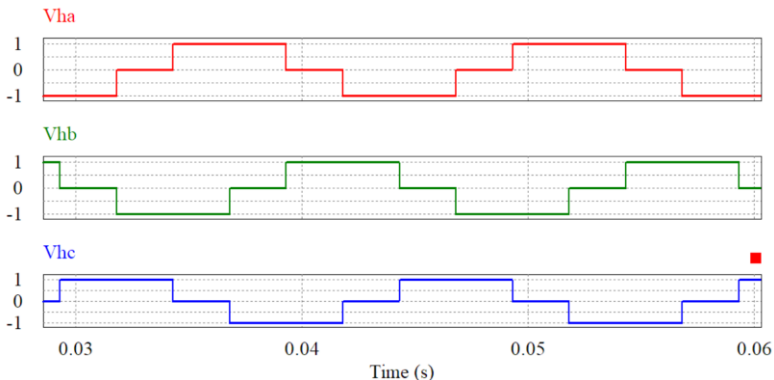
BAB 4

ANALISIS PERFORMANSI SISTEM KECEPATAN BERBASIS *BRIDGELESS ISOLATED-CUK* *CONVERTER*

Bab ini akan memaparkan tentang hasil simulasi sistem yang diajukan selain itu akan dianalisis mengenai faktor daya dan harmonisa pada sistem. Terdapat simulasi performansi masing-masing mode CCM dan DCM dengan menggunakan metode *average current control* dan *hysteresis current control* terhadap torsi beban dan kecepatan. Dari simulasi tersebut akan dibandingkan kestabilan dan kecepatan respon sistem. Selain itu dilakukan perbandingan performansi terhadap sistem pengaturan kecepatan motor BLDC konvensional, untuk membuktikan kelebihan dari penggunaan *bridgeless isolated-cuk converter*. Pemodelan terhadap sistem akan disimulasi menggunakan program PSIM.

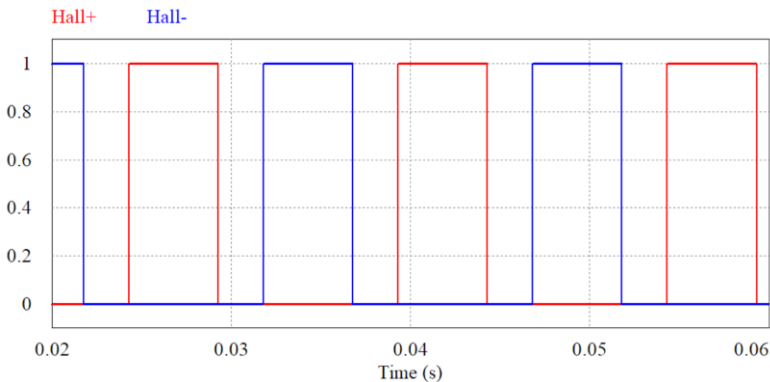
4.1 Analisis Kerja VSI Berbasis Sensor *Hall-Effect*

Proses komutasi pada motor BLDC sangat dipengaruhi sinyal hasil pendeteksian sensor *hall-effect*. Frekuensi switching pada VSI akan berbanding lurus dengan putaran pada rotor. Simulasi pada bagian ini akan memaparkan kerja VSI berbasis sensor *hall-effect* dalam melakukan komutasi.



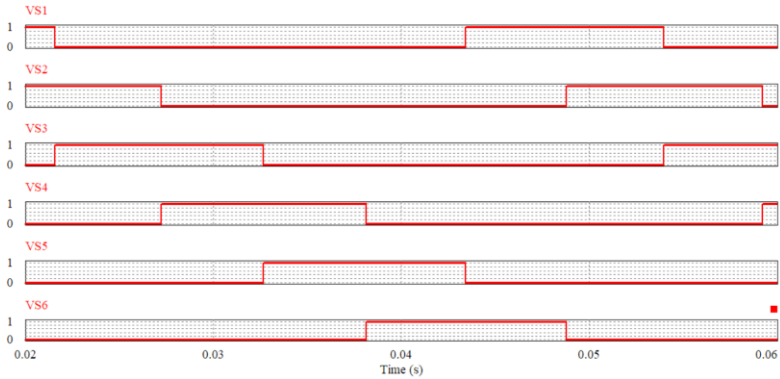
Gambar 4.1 Sinyal Sensor *Hall-Effect* a, b, dan c

Terlihat tiga sensor *hall-effect* mendeteksi posisi rotor secara bergantian. Sinyal sensor *hall-effect* menghasilkan nilai 1, 0 dan -1 yang akan diberi gain -1 untuk switch S4, S6 dan S2 agar memiliki nilai berkebalikan dari input tujuannya untuk menghindari penyalan dua switch yang berpasangan secara bersama. Selanjutnya sinyal diubah menjadi nilai 1 dan 0 yang merepresentasikan ON dan OFF switch oleh *On-Off Controller*. Nilai 1 merupakan ON dan nilai 0 merupakan OFF sedangkan nilai -1 dikategorikan menjadi OFF karena identik dengan tidak terdeteksinya sinyal magnet awal. Cara yang dilakukan adalah dengan mengubah semua sinyal dibawah nol menjadi 0, sehingga keluaran yang didapat hanya sinyal 0 dan 1. Gambar 4.2. merupakan sinyal yang diberikan sensor *hall-effect* b kepada switch S3 dan S6.



Gambar 4.2 Sinyal Sensor *Hall-Effect* untuk S.3 dan S.6

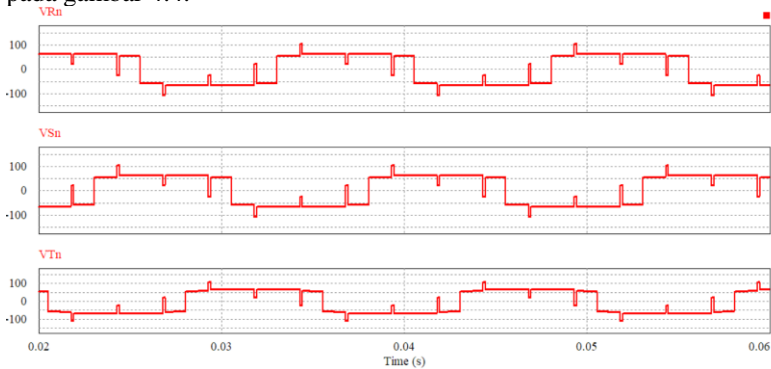
Dimana Hall+ merupakan sinyal sensor *hall-effect* b asli yang masuk ke S.3 dan Hall- adalah sinyal sensor *hall-effect* b yang diberi gain -1 yang masuk ke S.6. Ketiga sinyal sensor *hall-effect* yang berbeda akan mempengaruhi koordinasi enam switch pada VSI sehingga menyala secara berbeda membentuk koordinasi. Gambar 4.3. merupakan gambar hasil koordinasi enam switch pada VSI berdasarkan *sensing* sensor *hall-effect* untuk melakukan komutasi pada motor BLDC.



Gambar 4.3 Koordinasi *Switching* pada VSI

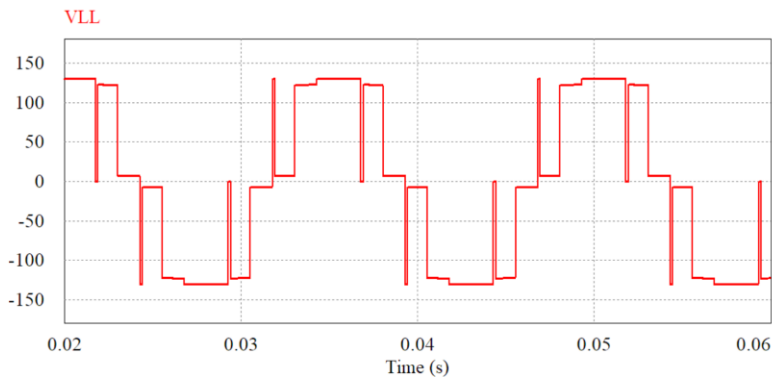
4.2 Gelombang Tegangan dan Arus Motor

Simulasi karakteristik motor BLDC dilakukan untuk melihat bentuk arus dan tegangan pada setiap fasa. Gelombang tegangan *line-to-neutral* yang dihasilkan akibat *switching* pada VSI seperti yang terlihat pada gambar 4.4.



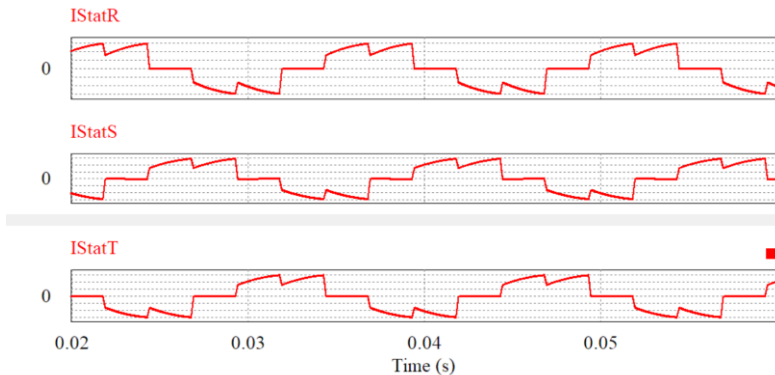
Gambar 4.4 Gelombang Tegangan Motor Fasa R, S, dan T

Dapat dilihat bahwa sinyal yang dihasilkan berbentuk sinyal kotak-kotak yang memiliki perbedaan 120° antar fasanya walaupun mengalami distorsi yang diakibatkan karakteristik dari motor. Sedangkan untuk gelombang tegangan *line-to-line* dapat dilihat pada gambar 4.5 dimana tegangan mengalami puncak tertinggi saat 130 V dan terendah -130 V.



Gambar 4.5 Tegangan *line to line* Motor antara Fasa R dan S

Bentuk gelombang arus pada setiap fasa dapat dilihat pada gambar 4.6. dimana gelombang arus setiap fasa nyamenyerupai bentuk sawtooth sesuai dengan karakteristik motor BLDC.



Gambar 4.6 Gelombang Arus Motor Fasa R, S, dan T

4.3 Analisa Motor BLDC Konvensional

Dalam menganalisa motor BLDC konvensional digunakan nilai rating motor yaitu motor dijalankan pada beban 1.2 Nm dengan sumber tegangan AC yang diberikan sebesar 220 V. Tegangan AC tersebut akan disearahkan oleh *full-wave rectifier* lalu akan langsung masuk ke inverter untuk dikomutasi dan menggerakkan motor berdasarkan sinyal posisi dari sensor *hall-effect*.

Pada metode ini tidak terdapat konverter untuk membantu memperbaiki faktor daya yang merupakan akibat dari tidak diredamnya harmonisa dari tegangan dan arus sumber. Gelombang arus dan tegangan sumber pada motor BLDC konvensional dapat dilihat pada gambar 4.7 dimana I_s dikali 5 agar terlihat bentuk perbandingan antara gelombang arus dan tegangan yang berbeda.

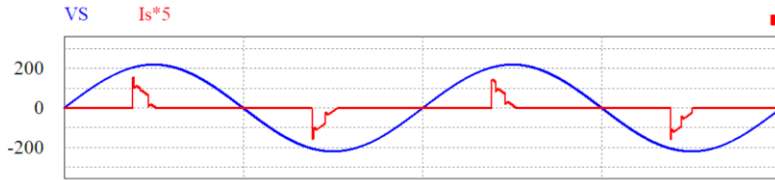
Pada kecepatan 2000 rpm, Tegangan memiliki kandungan harmonisa kecil yaitu didapat sebesar 0.047%. Sedangkan pada gelombang arus didapat nilai harmonisa sebesar 218.431%. Nilai harmonisa yang tinggi merupakan akibat dari komponen *non-linear* dalam sistem seperti VSI dan *rectifier*. Nilai *distortion factor* (DF) dapat dihitung menggunakan rumus:

$$DF = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD(\%)}{100}\right)^2}} \quad (4.1)$$

Sehingga saat keadaan motor dioperasikan pada ratingnya didapat nilai *distortion factor* (DF) sebesar:

$$\begin{aligned} DF &= \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD(\%)}{100}\right)^2}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{218.431}{100}\right)^2}} \\ &= 0.416262 \end{aligned} \quad (4.2)$$

Sedangkan nilai *displacement factor* (DPF) yang merupakan perbedaan sudut antara gelombang tegangan dan arus sumber didapatkan sebesar 0.410629 hasil dari simulasi pada PSIM. Sehingga didapatkan nilai *True Power Factor* (TPF) yang merupakan nilai faktor daya sebenarnya saat terjadi harmonisa sebesar 0.170929 nilai ini didapat dari perkalian *distortion factor* (DF) dan *displacement factor* (DPF). Pada tabel 4.1. terlihat motor BLDC konvensional dinyalakan dalam berbagai kecepatan yang berubah-ubah dari 1100-2000 rpm dengan rentang 100 rpm untuk dilihat masing-masing harmonisa dan faktor daya yang dihasilkan. Nilai TPF paling baik saat kecepatan rating yaitu sebesar 0.170929 yang merupakan nilai faktor daya rendah sedangkan nilai THD arus masih sangat tinggi disetiap kecepatan.

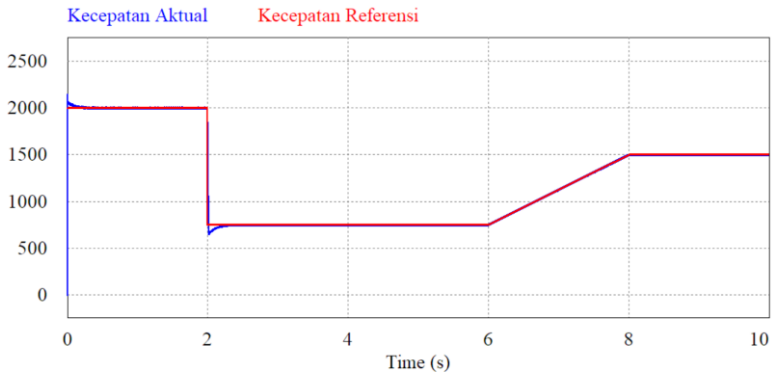


Gambar 4.7 Gelombang Tegangan dan Arus Sumber motor BLDC konvensional

Tabel 4.1 Nilai THD arus, DF, DPF, dan TPF pada motor BLDC Konvensional

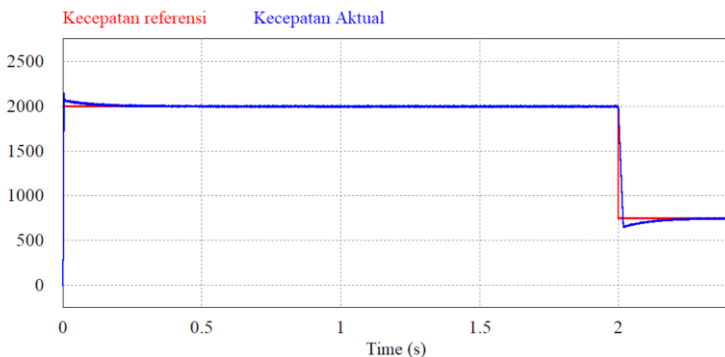
No.	<i>Speed</i> (rpm)	THD (%)	DF	DPF	TPF
1	1100	258.121	0.361252	0.347900	0.125680
2	1200	256.311	0.363468	0.357628	0.129986
3	1300	244.308	0.378814	0.367764	0.139314
4	1400	239.351	0.385503	0.375183	0.144634
5	1500	233.573	0.393578	0.382965	0.150727
6	1600	228.432	0.401025	0.388626	0.155849
7	1700	225.825	0.404899	0.391135	0.158370
8	1800	225.664	0.405140	0.399528	0.161865
9	1900	222.273	0.410287	0.403268	0.165456
10	2000	218.431	0.416262	0.410629	0.170929

Motor BLDC konvensional dilakukan simulasi variasi nilai kecepatan referensi dengan menggunakan tiga kecepatan referensi yaitu 2000 rpm, 750 rpm dan 1500 rpm dengan motor dinyalakan sesuai ratingnya yaitu dengan dikopel beban 1.2 Nm dan tegangan sumber AC sebesar 220 V dalam jangka waktu 10 detik. Hasil respon kecepatan aktual menyesuaikan kecepatan referensi seperti pada gambar 4.8. Terlihat kontrol kecepatan motor BLDC konvensional mampu mengikuti kecepatan referensi yang berubah-ubah.



Gambar 4.8 Kurva Kecepatan Referensi (merah) terhadap Kecepatan Aktual (biru) pada motor BLDC konvensional

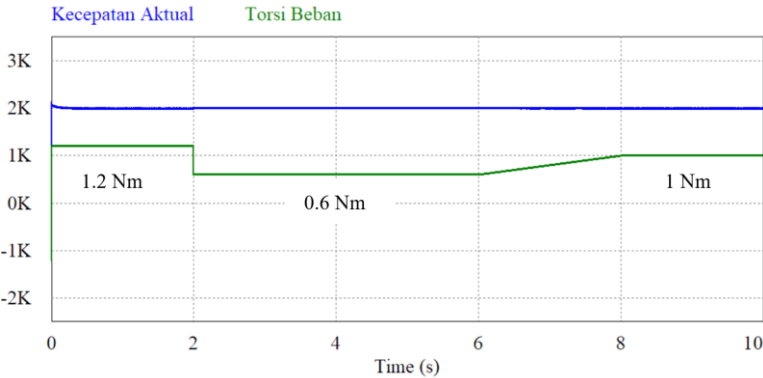
Terlihat pada gambar 4.9 kecepatan aktual sempat mengalami perbedaan dengan kecepatan referensi yang ditetapkan dalam jangka waktu cukup kecil hingga akhirnya mampu menyesuaikan dengan kecepatan referensi pada waktu 0.2 detik. Selanjutnya ketika kecepatan referensi berubah drastis menjadi 750 rpm, terjadi keterlambatan respon selama 0.3 detik. Selebihnya ketika kecepatan referensi diubah tidak terjadi keterlambatan motor dalam mengikuti kecepatan referensi.



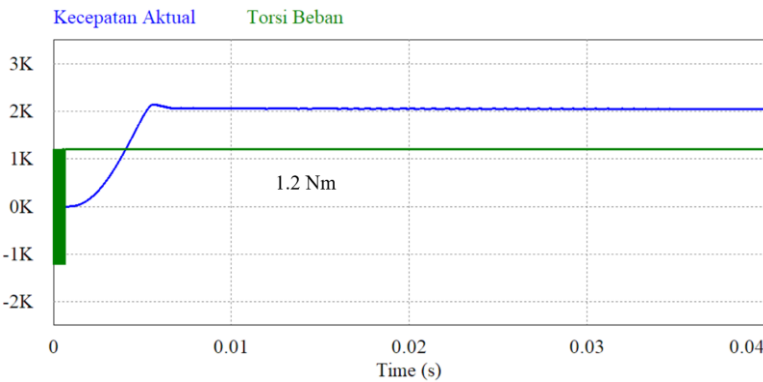
Gambar 4.9 Respon Kecepatan Referensi (merah) terhadap Kecepatan Aktual (biru)

Motor BLDC konvensional dilakukan simulasi variasi nilai torsi beban dengan menggunakan tiga torsi beban yaitu 1.2 Nm, 0.6 Nm dan 1

Nm dengan motor dinyalakan sesuai ratingnya dalam jangka waktu 10 detik. Hasil respon kecepatan aktual dapat menjaga kestabilan dari kecepatan referensi yang ditetapkan walaupun terjadi perubahan torsi beban seperti pada gambar 4.10.



Gambar 4.10 Kurva Kecepatan Aktual saat Torsi Bervariasi pada motor BLDC konvensional



Gambar 4.11 Respon Kecepatan Aktual saat Torsi Bervariasi

Hanya terlihat pada gambar 4.11 kecepatan aktual berusaha menyesuaikan saat diawal motor dinyalakan selama 0.3 detik. Respon perbaikan error sudah sangat baik terlihat dari selama 10 detik kecepatan motor akan berada pada *range* 2000 rpm.

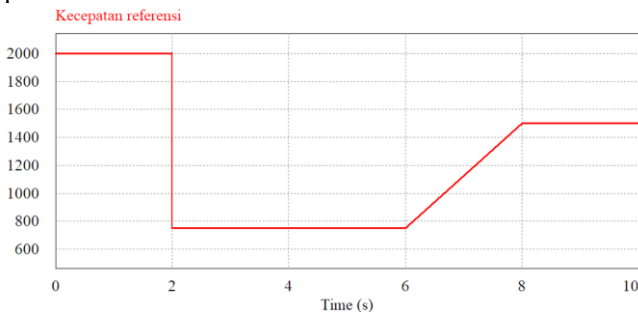
4.4 Analisis Kontrol Kecepatan Menggunakan *Bridgeless Isolated-Cuk Converter* dan Pengaruhnya Terhadap THD serta PF Sumber

Untuk penelitian ini digunakan perbandingan performansi *bridgeless isolated-cuk converter* dalam dua metode kontrol yaitu *average current control* dan *hysteresis current control* serta digunakan dua mode yang berbeda yaitu mode CCM dan DCM pada L_o . Total terdapat empat metode kontrol yang akan diteliti yaitu:

1. Mode CCM dengan metode *average current control*
2. Mode DCM dengan metode *average current control*
3. Mode CCM dengan metode *hysteresis current control*
4. Mode DCM dengan metode *hysteresis current control*

Keempat metode akan dibandingkan performansinya berdasarkan kecepatan respon terhadap perubahan kecepatan referensi dan torsi beban serta kemampuannya dalam memperbaiki faktor daya

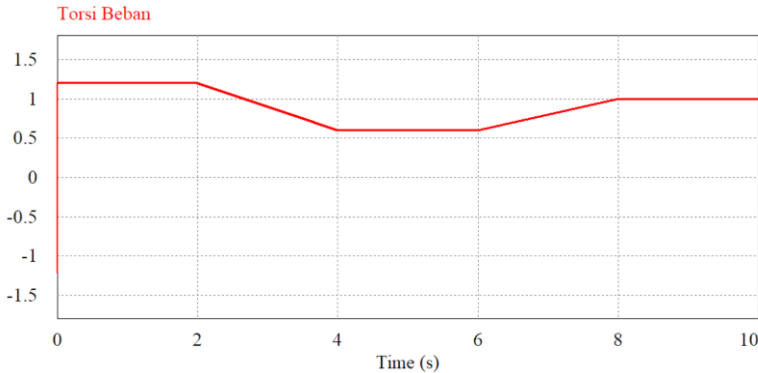
Motor BLDC dengan *bridgeless isolated-cuk converter* akan diberikan simulasi variasi nilai kecepatan referensi dengan kurva perubahan kecepatan referensi seperti pada gambar 4.12 dengan menggunakan tiga kecepatan referensi yaitu 2000 rpm, 750 rpm dan 1500 rpm dengan motor dinyalakan sesuai ratingnya dalam jangka waktu 10 detik. Motor akan dinyalakan sesuai ratingnya yaitu 2000 rpm selama 2 detik lalu langsung terjadi perubahan kecepatan menjadi 750 rpm kecepatan stabil selama 4 detik kemudian dinaikkan perlahan menjadi 1500 rpm



Gambar 4.12 Kurva Perubahan Kecepatan Referensi untuk Uji Kontrol Kecepatan

Motor BLDC dengan *bridgeless isolated-cuk converter* akan diberikan simulasi variasi nilai torsi beban dengan kurva perubahan torsi

beban seperti pada gambar 4.13 dengan menggunakan tiga torsi beban yaitu 1.2 Nm, 0.6 Nm dan 1 Nm dengan motor dinyalakan sesuai ratingnya dalam jangka waktu 10 detik. Motor akan dinyalakan sesuai ratingnya yaitu 1.2 Nm selama 2 detik lalu langsung terjadi perubahan torsi beban menjadi 0.6 Nm torsi beban stabil selama 4 detik kemudian dinaikkan perlahan menjadi 1 Nm.



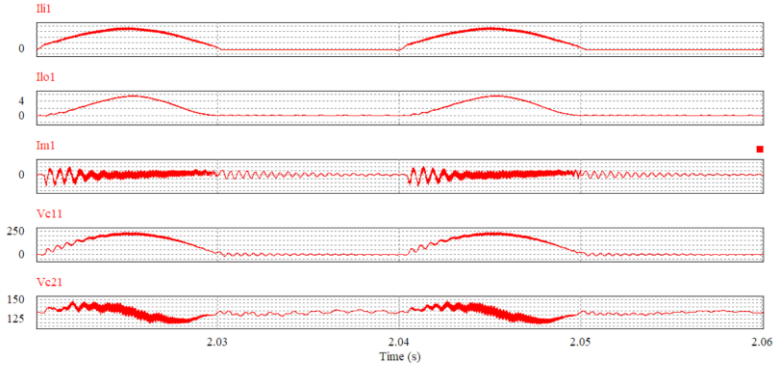
Gambar 4.13 Kurva Perubahan Torsi Beban untuk Uji Kontrol Kecepatan

Untuk analisis THD dan nilai faktor daya pada sistem kontrol kecepatan motor BLDC *bridgeless isolated-cuk converter*, motor dinyalakan dalam keadaan rating yaitu sumber tegangan AC 220 V dan beban 1.2 Nm pada nilai kecepatan referensi dari 1100 rpm sampai 2000 rpm.

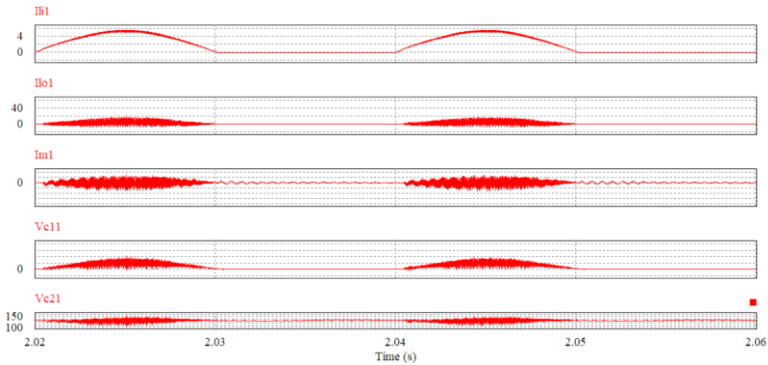
4.4.1 Analisis Kerja *Bridgeless Isolated-Cuk Converter* Mode CCM dan DCM pada L_o

Pada penelitian kali ini komponen induktor output (L_o) akan diterapkan dua mode yaitu CCM dan DCM yang merupakan mode operasi dalam konverter berbasis PFC. *Continuous Inductor Conduction Mode* (CCM) merupakan mode dimana nilai arus yang mengalir pada induktor akan selalu kontinu pada saat periode *switching*. Sedangkan untuk *Discontinuous Inductor Current Mode* (DCM) arus yang mengalir pada konduktor akan mengalami *discontinuous* saat periode *switching*. Sehingga pada penelitian saat induktor output (L_o) mengalami mode CCM maka nilai arus pada induktor output (L_o), induktor input (L_i), induktansi magnetik hft (L_m), kapasitor *intermediate* input (C_1) dan kapasitor

intermediate output (C_2) mengalami *continuous*. Dapat dilihat pada gambar 4.14 gelombang arus pada (L_o), (L_i), (L_m), (C_1) dan (C_2) sudah sesuai dengan bentuk gelombang mode CCM yang seharusnya.



Gambar 4.14 Gelombang Arus pada (L_o), (L_i), (L_m), (C_1) dan (C_2) Mode CCM

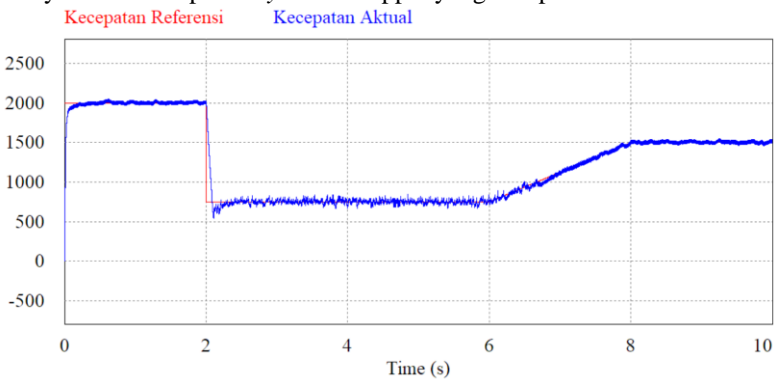


Gambar 4. 15 Gelombang Arus pada (L_o), (L_i), (L_m), (C_1) dan (C_2) Mode DCM pada L_o

Pada penelitian selanjutnya saat induktor output (L_o) mengalami mode DCM maka nilai arus pada induktor output (L_o) mengalami *discontinuous* sedangkan nilai arus pada induktor input (L_i), induktansi magnetik hft (L_m), kapasitor *intermediate* input (C_1) dan kapasitor *intermediate* output (C_2) mengalami *continuous*. Dapat dilihat pada gambar 4.15 gelombang arus pada (L_o), (L_i), (L_m), (C_1) dan (C_2) sudah sesuai dengan bentuk gelombang mode DCM yang seharusnya.

4.4.2 Analisis Kerja *Bridgeless Isolated-Cuk Converter* Mode CCM dengan Metode *Average Current Control*

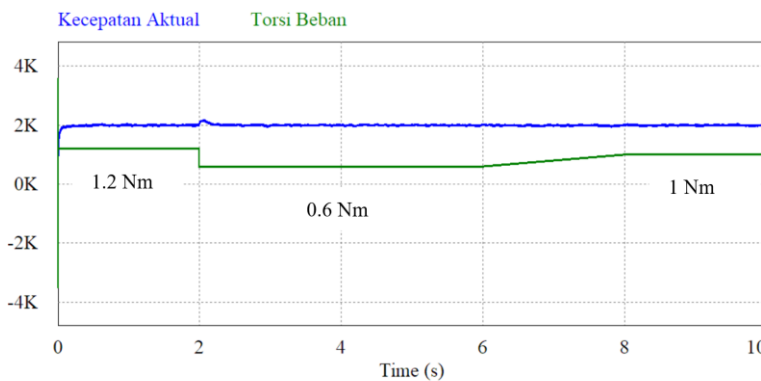
Analisis kerja mode CCM dengan metode *average current control* untuk pengaturan kecepatan referensi yang berubah-ubah. Pada analisis ini digunakan mode rating motor BLDC yaitu tegangan AC sumber 220V dan torsi beban 1.2 Nm. Hasil respon kecepatan aktual menyesuaikan kecepatan referensi seperti pada gambar 4.16 Terlihat respon kontrol kecepatan motor BLDC mode CCM dengan metode *average current control* mampu mengikuti kecepatan referensi yang berubah-ubah. Pada awal penyalaan motor diperlukan waktu 0.209 detik untuk menyesuaikan dengan kecepatan referensi yaitu kecepatan rating motor 2000 rpm. Ketika pada detik ke 2 kecepatan referensi turun drastis menjadi 750 rpm dan dibutuhkan waktu 0.3 untuk menyesuaikan dengan kecepatan referensi. Pada detik ke 6 sampai 8 terjadi peningkatan kecepatan referensi secara perlahan dan kontrol kecepatan mampu menyesuaikan tanpa *delay* namun ripple yang didapat besar.



Gambar 4.16 Kurva Kecepatan Referensi (Merah) Terhadap Kecepatan Aktual (Biru) pada Motor BLDC Mode CCM dengan Metode *Average Current Control*

Motor BLDC mode CCM dengan metode *average current control* dilakukan simulasi variasi nilai torsi beban dengan menggunakan tiga torsi beban yaitu 1.2 Nm, 0.6 Nm dan 1 Nm dengan motor dinyalakan sesuai ratingnya yaitu tegangan AC sumber 220V dan kecepatan 2000 rpm dalam jangka waktu 10 detik. Hasil respon kecepatan aktual menyesuaikan perubahan torsi beban seperti pada gambar 4.17 Terlihat

kontrol kecepatan motor BLDC mode CCM dengan metode *average current control* mampu menjaga kestabilan kecepatan motor walaupun torsi beban berubah-ubah. Pada waktu awal penyalaan motor diperlukan waktu 0.2 detik untuk menyesuaikan dengan kecepatan referensi yaitu kecepatan rating motor 2000 rpm. Ketika pada detik ke 2 torsi beban turun drastis menjadi 0.6 Nm dan dibutuhkan waktu 0.3 detik untuk menyesuaikan dengan kecepatan referensi. Pada detik ke 6 sampai 8 terjadi peningkatan torsi beban secara perlahan dan kontrol kecepatan mampu menyesuaikan tanpa *delay* namun ripple yang didapat besar.



Gambar 4.17 Gambar 4.15. Kurva Kecepatan Aktual saat Torsi Bervariasi pada Motor BLDC Mode CCM dengan Metode *Average Current Control*

Tabel 4.2. merupakan tabel berisi nilai faktor daya dan harmonisa hasil simulasi kerja *bridgeless isolated-cuk converter* mode CCM dengan metode *average current control*. Analisis THD dan nilai faktor daya pada sistem kontrol dilakukan dengan motor dinyalakan dalam keadaan rating pada nilai kecepatan referensi yaitu 1100 rpm sampai 2000 rpm. Saat motor bergerak pada kecepatan 1100 rpm nilai THD arus yang didapat adalah 8.950% dan terus menurun seiring kenaikan kecepatan motor. Harmonisa akan mempengaruhi nilai *distortion factor* (DF) semakin rendah harmonisa arus maka akan semakin besar nilai DF. Untuk nilai *displacement factor* (DPF) akan semakin membaik seiring motor melaju pada kecepatan ratingnya. Sehingga dapat disimpulkan *true power factor* (TPF) akan juga semakin membaik dengan seiring peningkatan kecepatan

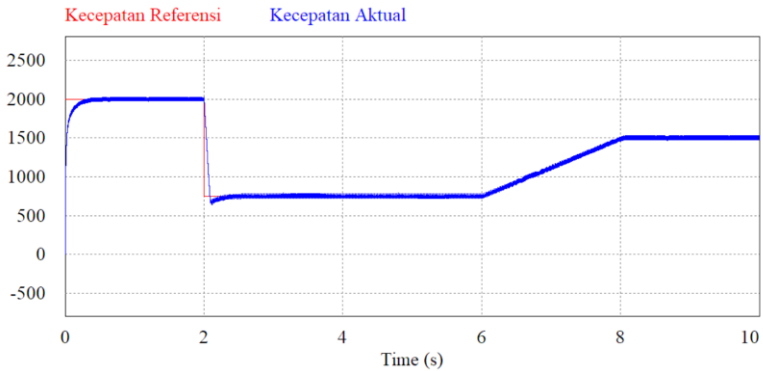
motor hal ini dikarenakan nilai TPF merupakan perkalian dari nilai DF dan DPF.

Tabel 4.2 Nilai THD arus, DF, DPF, dan TPF dari Mode CCM dengan Metode *Average Current Control*

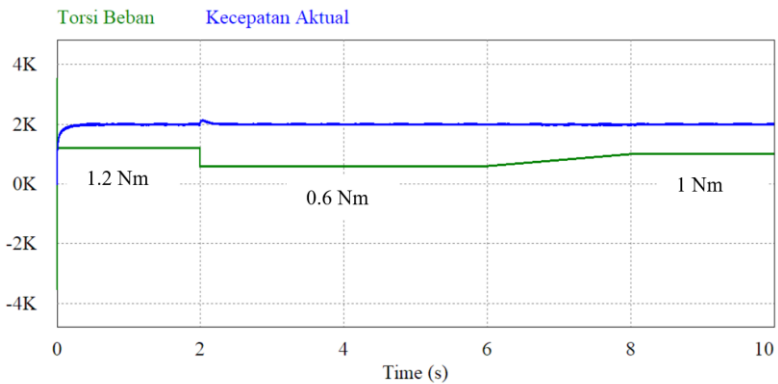
No.	<i>Speed</i> (rpm)	THD (%)	DF	DPF	TPF
1	1100	8.950	0.996019	0.995000	0.991039
2	1200	6.380	0.997971	0.997000	0.994977
3	1300	6.050	0.998175	0.998000	0.996179
4	1400	5.430	0.998529	0.998178	0.996709
5	1500	4.560	0.998962	0.998326	0.997290
6	1600	4.257	0.999095	0.998773	0.997869
7	1700	4.177	0.999129	0.998782	0.997912
8	1800	3.624	0.999344	0.998963	0.998307
9	1900	3.416	0.999417	0.999141	0.998558
10	2000	3.344	0.999441	0.999443	0.998885

4.4.3 Analisis Kerja *Bridgeless Isolated-Cuk Converter* Mode DCM dengan Metode *Average Current Control*

Analisis kerja mode DCM dengan metode *average current control* untuk pengaturan kecepatan referensi yang berubah-ubah. Pada analisis ini digunakan mode rating motor BLDC yaitu tegangan AC sumber 220V dan torsi beban 1.2 Nm. Hasil respon kecepatan aktual menyesuaikan kecepatan referensi seperti pada gambar 4.18 Terlihat kontrol kecepatan motor BLDC mode DCM dengan metode *average current control* mampu mengikuti kecepatan referensi yang berubah-ubah. Pada waktu awal penyalan motor diperlukan waktu 0.33 detik untuk menyesuaikan dengan kecepatan referensi yaitu kecepatan rating motor 2000 rpm. Ketika pada detik ke 2 kecepatan referensi turun drastis menjadi 750 rpm dan dibutuhkan waktu 0.3 untuk menyesuaikan dengan kecepatan referensi. Pada detik ke 6 sampai 8 terjadi peningkatan kecepatan referensi secara perlahan dan kontrol kecepatan mampu menyesuaikan tanpa *delay*.



Gambar 4.18 Kurva Kecepatan Referensi (Merah) Terhadap Kecepatan Aktual (Biru) pada Motor BLDC Mode DCM dengan Metode *Average Current Control*



Gambar 4.19 Kurva Kecepatan Aktual saat Torsi Bervariasi pada Motor BLDC Mode DCM dengan Metode *Average Current Control*

Motor BLDC mode DCM dengan metode *average current control* dilakukan simulasi variasi nilai torsi beban dengan menggunakan tiga torsi beban yaitu 1.2 Nm, 0.6 Nm dan 1 Nm dengan motor dinyalakan sesuai ratingnya yaitu tegangan AC sumber 220V dan kecepatan 2000 rpm dalam jangka waktu 10 detik. Hasil respon kecepatan aktual menyesuaikan perubahan torsi beban seperti pada gambar 4.19 Terlihat kontrol kecepatan motor BLDC mode DCM dengan metode *average current control* mampu menjaga kestabilan kecepatan motor walaupun

torsi beban berubah-ubah. Pada waktu awal penyalan motor diperlukan waktu 0.3 detik untuk menyesuaikan dengan kecepatan referensi yaitu kecepatan rating motor 2000 rpm. Ketika pada detik ke 2 torsi beban turun drastis menjadi 0.6 Nm dan dibutuhkan waktu 0.3 detik untuk menyesuaikan dengan kecepatan referensi. Pada detik ke 6 sampai 8 terjadi peningkatan torsi beban secara perlahan dan kontrol kecepatan mampu menyesuaikan tanpa *delay*.

Tabel 4.3 merupakan tabel berisi hasil simulasi kerja *bridgeless isolated-cuk converter* mode DCM dengan metode *average current control*. Analisis THD dan nilai faktor daya pada sistem kontrol dilakukan dengan motor dinyalakan dalam keadaan rating pada nilai kecepatan referensi yaitu 1100 rpm sampai 2000 rpm

Tabel 4.3 Nilai THD arus, DF, DPF, dan TPF dari Mode DCM dengan Metode Average Current Control

No.	Speed (rpm)	THD (%)	DF	DPF	TPF
1	1100	2.424	0.999594	0.999594	0.999189
2	1200	2.370	0.999674	0.999674	0.999348
3	1300	2.308	0.999689	0.999689	0.999378
4	1400	2.240	0.999735	0.999735	0.999471
5	1500	2.001	0.999792	0.999792	0.999585
6	1600	1.884	0.999816	0.999816	0.999632
7	1700	1.871	0.999834	0.999834	0.999668
8	1800	1.846	0.999846	0.999846	0.999691
9	1900	1.744	0.999847	0.999847	0.999694
10	2000	1.638	0.999860	0.999860	0.999720

Saat motor bergerak pada kecepatan 1100 rpm nilai THD arus yang didapat adalah 2.424% dan terus menurun seiring kenaikan kecepatan motor. Perubahan nilai THD antara kecepatan 1100 rpm sampai 2000 rpm tidak terlalu berbeda jauh dibandingkan dengan perubahan nilai THD pada mode CCM sebelumnya. Nilai harmonisa tersebut akan mempengaruhi nilai *distortion factor* (DF) semakin rendah harmonisa arus maka akan semakin besar nilai DF. Untuk nilai *displacement factor*

(DPF) akan semakin membaik seiring motor melaju pada kecepatan ratingnya. Sehingga dapat disimpulkan *true power factor* (TPF) akan juga semakin membaik dengan seiring peningkatan kecepatan motor hal ini dikarenakan nilai TPF merupakan perkalian dari nilai DF dan DPF. Terlihat bahwa dalam jarak kecepatan 1100 rpm sampai 2000 rpm nilai TPF tidak terlalu berbeda dan memiliki nilai yang sangat bagus yaitu dikisaran 0.999.

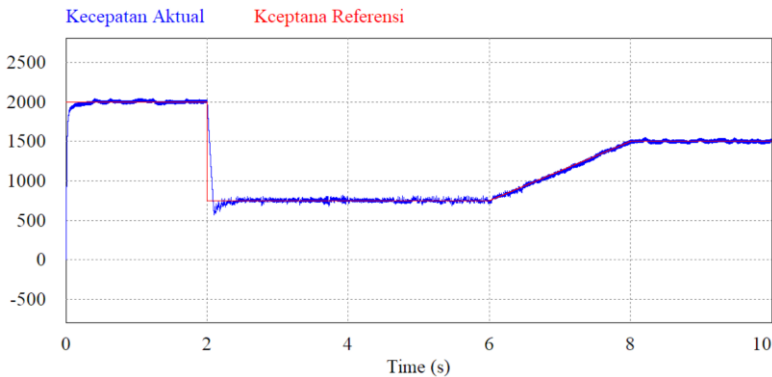
Jika dibandingkan dengan mode CCM sebelumnya dengan metode yang sama nilai THD pada mode DCM ini lebih baik sehingga akan mempengaruhi nilai TPF yang dihasilkan. Dengan kecepatan yang sama yaitu 1100 rpm nilai THD yang didapat pada mode DCM kurang dari 5% sedangkan mode CCM masih diatas 5%. Perbedaan yang ada pada kedua mode tersebut cukup signifikan.

4.4.4 Analisis Kerja *Bridgeless Isolated-Cuk Converter* Mode CCM dengan Metode *Hysteresis Current Control*

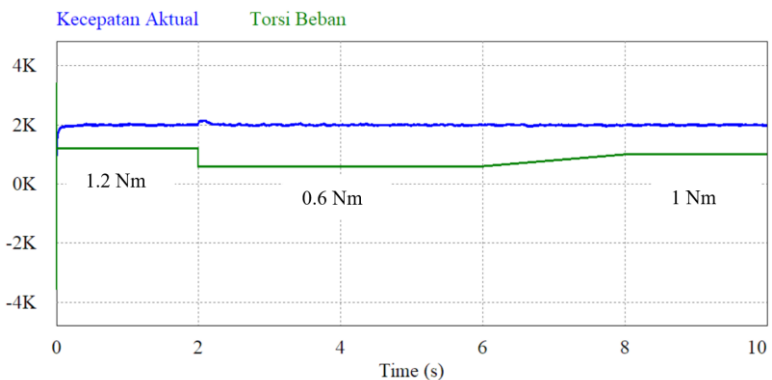
Analisis kerja mode CCM dengan metode *hysteresis current control* untuk pengaturan kecepatan referensi yang berubah-ubah. Pada analisis ini digunakan mode rating motor BLDC yaitu tegangan AC sumber 220V dan torsi beban 1.2 Nm. Hasil respon kecepatan aktual menyesuaikan kecepatan referensi seperti pada gambar 4.20 Terlihat kontrol kecepatan motor BLDC mode CCM dengan metode *hysteresis current control* mampu mengikuti kecepatan referensi yang berubah-ubah. Pada waktu awal penyalan motor diperlukan waktu 0.28 detik untuk menyesuaikan dengan kecepatan referensi yaitu kecepatan rating motor 2000 rpm. Ketika pada detik ke 2 kecepatan referensi turun drastis menjadi 750 rpm dan dibutuhkan waktu 0.3 untuk menyesuaikan dengan kecepatan referensi. Pada detik ke 6 sampai 8 terjadi peningkatan kecepatan referensi secara perlahan dan kontrol kecepatan mampu menyesuaikan tanpa *delay* namun ripple yang didapat besar.

Motor BLDC mode CCM dengan metode *hysteresis current control* dilakukan simulasi variasi nilai torsi beban dengan menggunakan tiga torsi beban yaitu 1.2 Nm, 0.6 Nm dan 1 Nm dengan motor dinyalakan sesuai ratingnya yaitu tegangan AC sumber 220V dan kecepatan 2000 rpm dalam jangka waktu 10 detik. Hasil respon kecepatan aktual menyesuaikan perubahan torsi beban seperti pada gambar 4.21 Terlihat kontrol kecepatan motor BLDC mode CCM dengan metode *hysteresis current control* mampu menjaga kestabilan kecepatan motor walaupun torsi beban berubah-ubah. Pada waktu awal penyalan motor diperlukan

waktu 0.2 detik untuk menyesuaikan dengan kecepatan referensi yaitu kecepatan rating motor 2000 rpm. Ketika pada detik ke 2 torsi beban turun drastis menjadi 0.6 Nm dan dibutuhkan waktu 0.3 detik untuk menyesuaikan dengan kecepatan referensi. Pada detik ke 6 sampai 8 terjadi peningkatan torsi beban secara perlahan dan kontrol kecepatan mampu menyesuaikan tanpa *delay* namun ripple yang didapat besar.



Gambar 4.20 Kurva Kecepatan Referensi (Merah) Terhadap Kecepatan Aktual (Biru) pada Motor BLDC Mode CCM dengan Metode *Hysteresis Current Control*



Gambar 4.21 Kurva Kecepatan Aktual saat Torsi Bervariasi pada Motor BLDC Mode CCM dengan Metode *Hysteresis Current Control*

Tabel 4.4. merupakan tabel berisi hasil simulasi kerja *bridgeless isolated-cuk converter* mode CCM dengan metode *hysteresis current control*. Analisis THD dan nilai faktor daya pada sistem kontrol dilakukan dengan motor dinyalakan dalam keadaan rating pada nilai kecepatan referensi yaitu 1100 rpm sampai 2000 rpm

Tabel 4.4 Nilai THD arus, DF, DPF, dan TPF dari Mode CCM dengan Metode *Hysteresis Current Control*

No.	<i>Speed</i> (rpm)	THD (%)	DF	DPF	TPF
1	1100	7.885	0.996906	0.995257	0.992177
2	1200	5.350	0.998572	0.998449	0.997023
3	1300	5.206	0.998648	0.998457	0.997107
4	1400	5.108	0.998698	0.998526	0.997226
5	1500	4.560	0.998962	0.998672	0.997635
6	1600	4.318	0.999069	0.998802	0.997872
7	1700	3.938	0.999226	0.998963	0.998189
8	1800	3.725	0.999307	0.999238	0.998545
9	1900	3.162	0.999501	0.999398	0.998899
10	2000	2.239	0.999749	0.999466	0.999216

Saat motor bergerak pada kecepatan 1100 rpm nilai THD arus yang didapat adalah 7.885% dan terus menurun seiring kenaikan kecepatan motor. Terjadi perubahan signifikan pada nilai THD akibat pengaruh perubahan kecepatan. Nilai harmonisa tersebut akan mempengaruhi nilai *distortion factor* (DF) semakin rendah harmonisa arus maka akan semakin besar nilai DF. Untuk nilai *displacement factor* (DPF) yang merupakan nilai perbedaan sudut antara tegangan dan arus akan semakin membaik seiring motor melaju pada kecepatan ratingnya. Sehingga dapat disimpulkan *true power factor* (TPF) yang merupakan nilai faktor daya sebenarnya akibat pengaruh harmonisa akan juga semakin membaik dengan seiring peningkatan kecepatan motor hal ini dikarenakan nilai TPF merupakan perkalian dari nilai DF dan DPF.

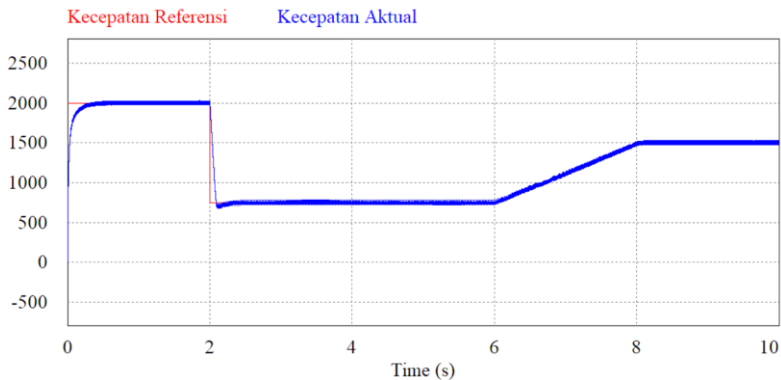
Jika dibandingkan dengan mode CCM *average current control* terlihat bahwa metode CCM *hysteresis* lebih baik dikarenakan untuk kecepatan yang sama 1100 rpm dan 2000 rpm nilai THD pada metode

CCM *hysteresis* lebih baik sehingga mempengaruhi secara keseluruhan nilai DF, DPF dan TPF yang ada.

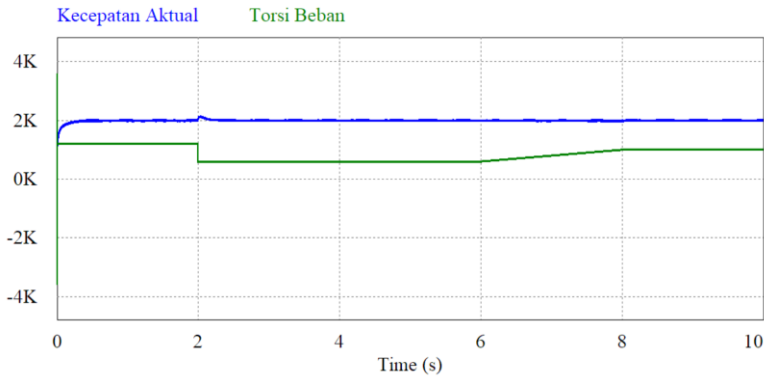
Performansi metode CCM *hysteresis* tidak lebih baik jika dibandingkan dengan mode DCM *average current control*. Pada kecepatan yang sama 1100 nilai THD yang ada pada *hysteresis* sudah melebihi 5% hal ini memberikan perbedaan signifikan terhadap TPF yang dihasilkan.

4.4.5 Analisis Kerja *Bridgeless Isolated-Cuk Converter Mode DCM dengan Metode Hysteresis Current Control*

Analisis kerja mode DCM dengan metode *hysteresis current control* untuk pengaturan kecepatan referensi yang berubah-ubah. Pada analisis ini digunakan mode rating motor BLDC yaitu tegangan AC sumber 220V dan torsi beban 1.2 Nm. Hasil respon kecepatan aktual menyesuaikan kecepatan referensi seperti pada gambar 4.22 Terlihat kontrol kecepatan motor BLDC mode DCM dengan metode *hysteresis current control* mampu mengikuti kecepatan referensi yang berubah-ubah. Pada waktu awal penyalaaan motor diperlukan waktu 0.32 untuk menyesuaikan dengan kecepatan referensi yaitu kecepatan rating motor 2000 rpm. Ketika pada detik ke 2 kecepatan referensi turun drastis menjadi 750 rpm dan dibutuhkan waktu 0.3 untuk menyesuaikan dengan kecepatan referensi. Pada detik ke 6 sampai 8 terjadi peningkatan kecepatan referensi secara perlahan dan kontrol kecepatan mampu menyesuaikan tanpa *delay*.



Gambar 4.22 Kurva Kecepatan Referensi (Merah) Terhadap Kecepatan Aktual (Biru) pada Motor BLDC Mode DCM dengan Metode *Hysteresis Current Control*



Gambar 4.23 Kurva Kecepatan Aktual saat Torsi Bervariasi pada Motor BLDC Mode DCM dengan Metode *Hysteresis Current Control*

Motor BLDC mode DCM dengan metode *hysteresis current control* dilakukan simulasi variasi nilai torsi beban dengan menggunakan tiga torsi beban yaitu 1.2 Nm, 0.6 Nm dan 1 Nm dengan motor dinyalakan sesuai ratingnya yaitu tegangan AC sumber 220V dan kecepatan 2000 rpm dalam jangka waktu 10 detik. Hasil respon kecepatan aktual menyesuaikan perubahan torsi beban seperti pada gambar 4.23 Terlihat kontrol kecepatan motor BLDC mode DCM dengan metode *hysteresis current control* mampu menjaga kestabilan kecepatan motor walaupun torsi beban berubah-ubah. Pada waktu awal penyalan motor diperlukan waktu 0.3 detik untuk menyesuaikan dengan kecepatan referensi yaitu kecepatan rating motor 2000 rpm. Ketika pada detik ke 2 torsi beban turun drastis menjadi 0.6 Nm dan dibutuhkan waktu 0.3 untuk menyesuaikan dengan kecepatan referensi. Pada detik ke 6 sampai 8 terjadi peningkatan torsi beban secara perlahan dan kontrol kecepatan mampu menyesuaikan tanpa *delay*.

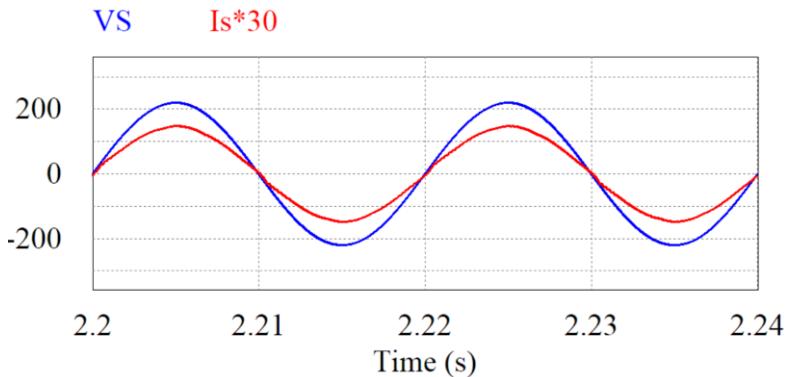
Tabel 4.5 merupakan tabel berisi hasil simulasi kerja *bridgeless isolated-cuk converter* mode DCM dengan metode *hysteresis current control*. Analisis THD dan nilai faktor daya pada sistem kontrol dilakukan dengan motor dinyalakan dalam keadaan rating pada nilai kecepatan referensi yaitu 1100 rpm sampai 2000 rpm. Saat motor bergerak pada kecepatan 1100 rpm nilai THD arus yang didapat adalah 3.030% dan terus menurun seiring kenaikan kecepatan motor. Ketika terjadi perubahan kecepatan tidak timbul perbedaan yang jauh pada nilai harmonisa yang didapat. Nilai harmonisa tersebut akan mempengaruhi nilai *distortion*

factor (DF) semakin rendah harmonisa arus maka akan semakin besar nilai DF. Untuk nilai *displacement factor* (DPF) yang merupakan nilai perbedaan sudut antara tegangan dan arus akan semakin membaik seiring motor melaju pada kecepatan ratingnya. Sehingga dapat disimpulkan *true power factor* (TPF) yang merupakan nilai faktor daya sebenarnya akibat pengaruh harmonisa akan juga semakin membaik dengan seiring peningkatan kecepatan motor hal ini dikarenakan nilai TPF merupakan perkalian dari nilai DF dan DPF. Nilai TPF yang didapat sangat bagus berkisar di nilai 0.999 hal ini dipengaruhi oleh nilai harmonisa pada *range* kecepatan 1100 rpm sampai 2000 rpm yang bernilai dibawah 5%.

Tabel 4.5 Nilai THD arus, DF, DPF, dan TPF dari Mode DCM dengan Metode *Hysteresis Current Control*

No.	<i>Speed</i> (rpm)	THD (%)	DF	DPF	TPF
1	1100	3.030	0.999541	0.999571	0.999113
2	1200	2.585	0.999666	0.999641	0.999307
3	1300	2.553	0.999674	0.999692	0.999367
4	1400	2.489	0.999690	0.999720	0.999410
5	1500	2.208	0.999756	0.999764	0.999520
6	1600	1.848	0.999829	0.999813	0.999643
7	1700	1.762	0.999845	0.999828	0.999673
8	1800	1.748	0.999847	0.999843	0.999690
9	1900	1.591	0.999873	0.999866	0.999740
10	2000	1.548	0.999880	0.999873	0.999754

Gelombang arus dan tegangan sumber pada motor BLDC menggunakan *bridgeless isolated-cuk converter* pada metode DCM *hysteresis current control* dapat dilihat pada gambar 4.24 dimana I_s dikali 30 agar terlihat bentuk perbandingan antara gelombang arus dan tegangan yang sudah sefasa.



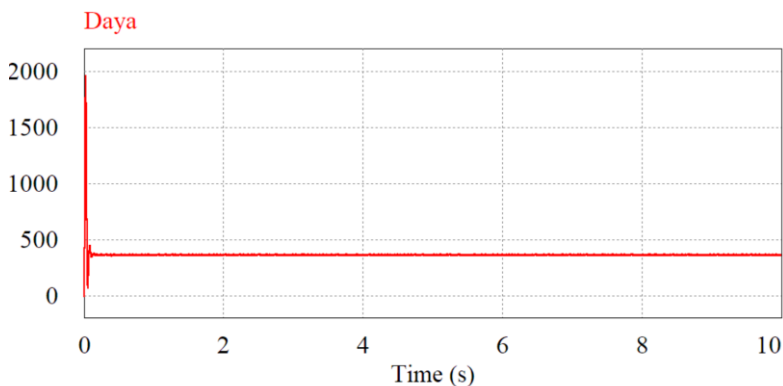
Gambar 4.24 Gelombang Tegangan dan Arus Sumber Motor BLDC Metode DCM *Hysteresis Current Control*

Jika dibandingkan dengan mode CCM *average current control* dan CCM *hysteresis* terlihat bahwa metode DCM *hysteresis* lebih baik dikarenakan untuk kecepatan yang sama 1100 rpm dan 2000 rpm nilai THD pada metode DCM *hysteresis* lebih baik sehingga mempengaruhi secara keseluruhan nilai DF, DPF dan TPF yang ada.

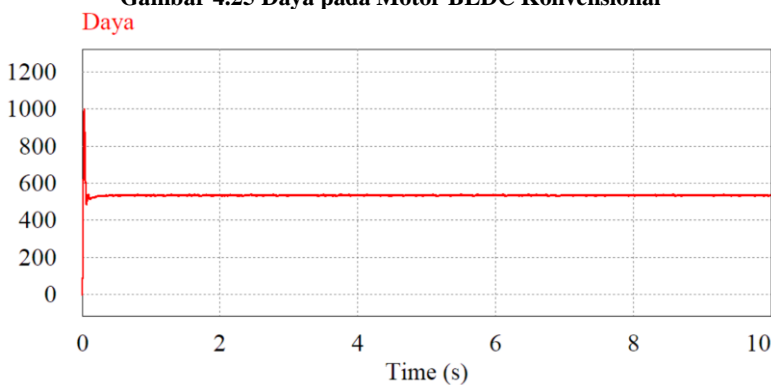
Performansi metode DCM *hysteresis* lebih baik dibandingkan dengan metode DCM *average current control* walaupun saat awal nilai THD DCM *hysteresis* lebih besar namun saat kecepatan 2000 nilai THD DCM *hysteresis* lebih unggul. Karena sama-sama memiliki *range* THD dibawah 5% dalam berbagai kecepatan dalam jangkauan 1100 rpm – 2000 rpm perbedaan TPF antar metode tidak terlalu berbeda jauh.

4.5 Analisis Daya pada Konverter

Dalam pengukuran daya pada PSIM untuk motor BLDC konvensional didapat daya yang diambil dari PLN sebesar 365 watt seperti yang dapat dilihat pada gambar 4.25. Sedangkan untuk motor BLDC menggunakan *bridgeless isolated-cuk converter* dengan metode DCM *hysteresis current control* didapatkan daya sebesar 534 watt seperti yang dapat dilihat pada gambar 4.26. Terdapat perbedaan daya yang signifikan dikarenakan keterbatasan alat ukur pada PSIM untuk mengukur sistem dengan THD tinggi sehingga didapat hasil yang kurang akurat.

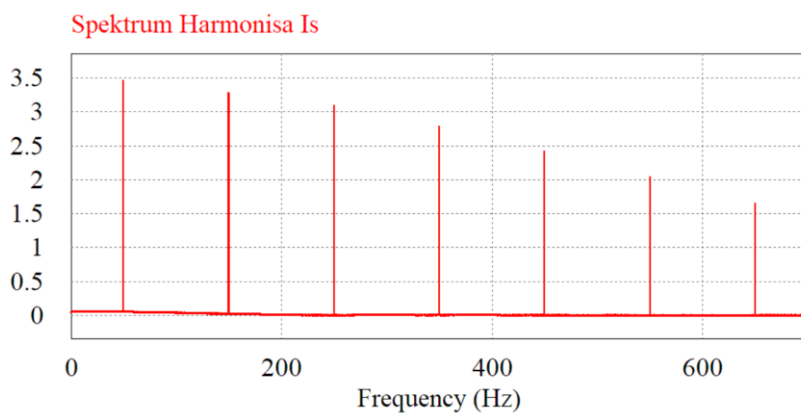


Gambar 4.25 Daya pada Motor BLDC Konvensional



Gambar 4.26 Daya pada Motor BLDC Bridgeless Isolated-Cuk Converter metode *Hysteresis Current Control*

Dapat dilihat pada gambar 4.27 terdapat spektrum harmonisa dibeberapa frekuensi pada motor BLDC konvensional. Diperlukan metode pengukuran daya pada setiap spektrum harmonisa untuk menentukan besar nilai daya pada motor BLDC konvensional yang sebenarnya.



Gambar 4.27 Spektrum Harmonisa Arus Sumber pada Motor BLDC Konvensional

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB 5

PENUTUP

1.1. Kesimpulan

Berdasarkan hasil simulasi dan analisis data terhadap perbaikan faktor daya pada pengaturan kecepatan motor *brushless* dc menggunakan *bridgeless isolated-cuk converter* dapat diambil kesimpulan sebagai berikut:

1. *Bridgeless isolated-cuk converter* mampu memperbaiki faktor daya dengan mereduksi harmonisa dari titik 218.4% saat motor BLDC konvensional menjadi 1.548% serta menaikkan faktor daya dari 0.171 menjadi 0.999753
2. Performansi mode DCM pada L_o pada *bridgeless isolated-cuk converter* dalam perbaikan faktor daya dan mereduksi hamonisa lebih baik dari pada mode CCM. Selain itu untuk mode yang sama metode *hysteresis current control* lebih unggul daripada metode *average current control*. Sehingga secara keseluruhan untuk perbaikan faktor daya dan harmonisa metode DCM *hysteresis current control* yang paling unggul.
3. Dalam pengaturan kecepatan dan respon kestabilan perubahan torsi beban, mode CCM lebih unggul dibandingkan DCM karena *sensing* kontrol kecepatan lebih cepat.
4. Penggunaan metode *hysteresis current control* lebih sederhana dan murah dalam implementasinya karena hanya menggunakan satu kontroler PI dan tanpa menggunakan gelombang *sawtooth*.
5. *Bridgeless isolated-cuk converter* dapat menjaga kestabilan kecepatan saat terjadi perubahan torsi dan kecepatan referensi pada semua metode walaupun terdapat *delay* waktu.

1.2. Saran

Saran yang diberikan untuk pengembangan tugas akhir ini adalah:

1. Diperlukan penelitian lebih lanjut pada efisiensi dari kedua metode (CCM dan DCM pada L_o).
2. Pemodelan kontrol VSI berdasarkan sensor hall-effect dengan mode trapezoidal untuk umpan sinyal yang lebih baik.

Halaman ini sengaja dikosongkan

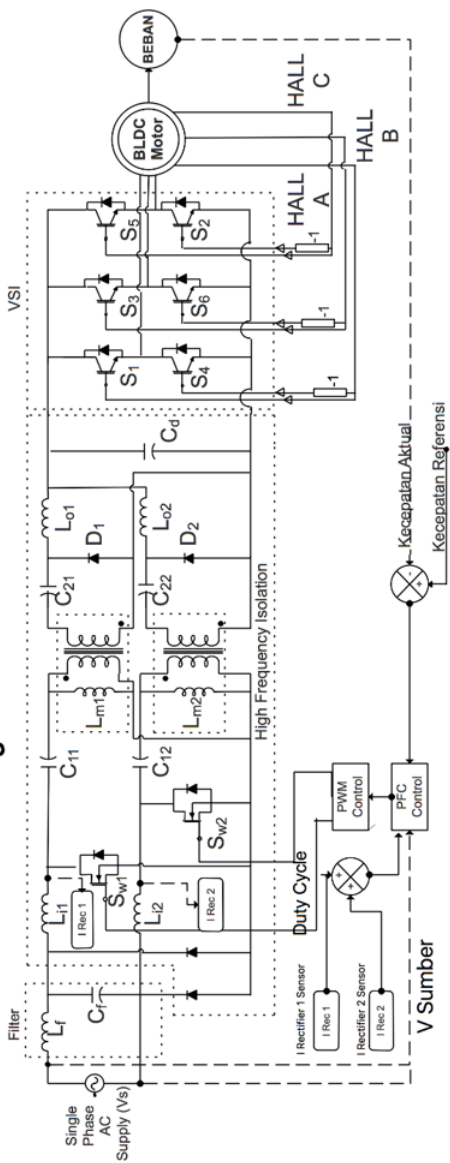
DAFTAR PUSTAKA

- [1] V. Bist, "A unity Power Factor Bridgeless Isolated-Cuk Converter Fed Brushless-DC Motor Drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, p. 1, 2013.
- [2] J. R. Handershot, Design of Brushless Permanent Magnet Motors, Oxford, U.K.: Clarendon Press, 2010.
- [3] B. Singh, "Power quality improvement in a zeta converter for brushless DC motor drives," *IET Sci. Meas. Technol.*, vol. 9, no. 3, pp. 351-361, 2015.
- [4] B. Singh, "Comprehensive study of single-phase AC-DC power factor corrected converters with high-frequency isolation," *IEEE Trans. Ind. Inf.*, vol. 7, no. 4, pp. 540-556, 2011.
- [5] S. B. Ozturk, "Power factor correction of direct torque controlled brushless DC motor drive," *IEEE*, pp. 297-304, 2007.
- [6] V. Bist, "An Adjustable Speed PFC Bridgeless Buck-Boost," *IEEE Tran. Ind. Electron.*, pp. 2665-2677, 2014.
- [7] H. D. Patel, "Design and Development of High Frequency Transformer for Isolated DC-DC Converter," *IEEE*, 2013.
- [8] C. Xia, Permanent Magnet Brushless DC Motor Drive and Controls, Singapore: John Wiley & Sons, 2012.
- [9] P. Agarwal, "Brushless DC Motor Speed Control Using Propotional-Integral and Fuzzy Controller," *IOSR-JEE*, vol. 5, pp. 68-78, 2013.
- [10] S. Nagamori, Permanent-Magnet and Brushless DC Motors, Oxford: Clarendon Press, 1985.
- [11] K. H. Nam, AC Motor Control and Electrical Vehicle Applications, CRC Press, 2010.
- [12] G. d. C. M, Design, Aerodynamics, and Artificial Intelligence of a Flapping Wing Robot, Springer, 2015.
- [13] R. C. Becerra, "four-quadrant sensorless brushless ECM drive," *APEC*, pp. 202-209, 1991.
- [14] P. Hannifin, OEM770T Servo Drive User Guide, Parker Hannifin Corporation, 2000.
- [15] D. W. Hart, Power Electronics, New York: McGraw-Hill, 2010.
- [16] L. Huber, "Performance Evaluation of Bridgeless PFC Boost Rectifiers," *IEEE*, 2007.
- [17] M. Tooley, Plant and Process Engineering 360°, Elsevier , 2009.

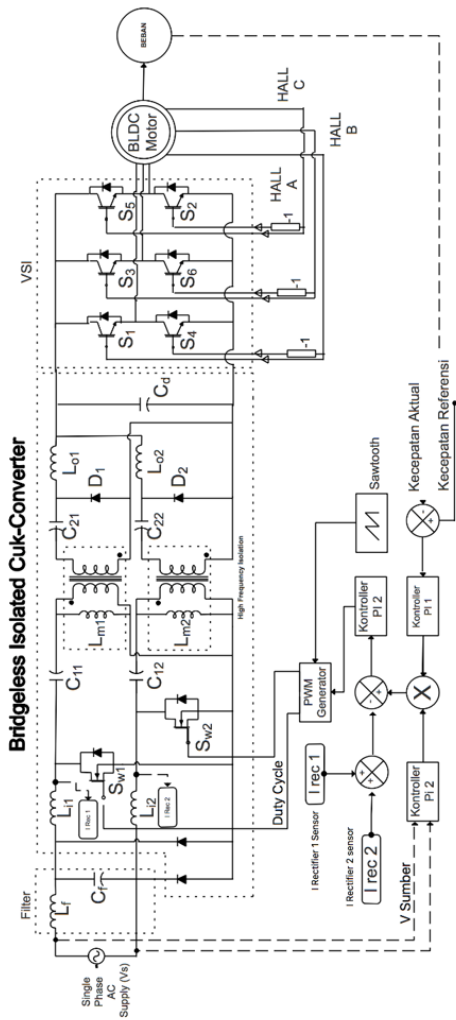
- [18] A. Keyhani, Pulse-Width Modulation (PWM) Techniques, Ohio: Ohio State University.
- [19] F. C. Lee, "Input Filter Design for Power Factor Correction Circuits," *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 11, pp. 199-205, 1996.
- [20] M. D. Singh, Power electronics, Tata McGraw-Hill Education, 2008.
- [21] M. Grady, Understanding Power System Harmonics, Electrical & Computer Engineering University of Texas at Austin, 2012.
- [22] PTIIK, Sistem Kendali Otomatis PID (Proportional-Integral-Derivative), Malang: PTIIK.
- [23] M. Brelj, BLDC Motor with Hall Sensors and, Roznov Czech System Center, 2006.
- [24] Erickson, High Frequency Transformer, Colorado State.

LAMPIRAN

Bridgeless Isolated Cuk-Converter



Konfigurasi Sistem BLDC dengan Metode Hysteresis Current Control



Konfigurasi Sistem BLDC dengan Metode Average Current Control

RIWAYAT HIDUP



Penulis memiliki nama lengkap Friskarine Gity Cladella dilahirkan di Bogor pada tanggal 8 Agustus 1996. Penulis merupakan anak terakhir dari dua bersaudara yang lahir dari pasangan Bapak Ir. Sugiarto, M.T dan Ibu Dra. Arif Susilowati. Penulis menjalani hampir selama masa hidupnya di Surabaya mengikuti tuntutan kerja orangtua. Menamatkan pendidikan dasar di SDN Ketegan 1 (tahun 2008), melanjutkan pendidikan di SMPN 1 Surabaya (tahun 2010) dan Pendidikan menengah di SMAN 5 Surabaya (tahun 2013). Penulis saat ini sedang menempuh studi sarjana teknik di Jurusan Teknik Elektro, Institut Teknologi Sepuluh Nopember Surabaya. Penulis mengambil bidang studi Teknik Sistem Tenaga dan memiliki minat pada bidang konversi energi listrik. Selama kuliah penulis aktif dalam berbagai kegiatan akademis maupun non akademis. Penulis bergabung dengan asisten Laboratorium Konversi Energi Listrik sejak tahun 2015 hingga saat ini. Penulis juga bergabung dalam AIESEC (tahun 2014-2015) dan Panitia ELECTRA IV (tahun 2014-2015) sebagai Sie Web dan Dokumentasi. Penulis dapat dihubungi melalui email friscladella@gmail.com dan friskarine13@mhs.ee.its.ac.id.

Halaman ini sengaja dikosongkan